Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
l'antenna
Anno XXII - Febbraio 1950
NUMERO
2
LIRE DUECENTO

l'antenna

2

FEBBRAIO 1950

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 più 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

INFLUENZA DELLA FREQUENZA DI ALIMENTAZIONE

SULLA DISTRIBUZIONE DELLE LINEE DI ANALISI E SULLA SCELTA DELLA FREQUENZA DI QUADRO IN TELEVISIONE

di ANTONIO NICOLICH

(PARTE PRIMA)

In un paese come l'Italia in cui esistono varie frequenze delle reti di distribuzione dell'energia elettrica (42, 45, 50, 16+⅓ Hz) e dove l'auspicata unificazione delle quali presentandosi assai problematica subisce reiterati biennali rinvii ad oltranza, sarebbe quanto mai desiderabile l'adozione di un sistema di televisione svincolato dalla soggezione della frequenza di rete, sistema che permetterebbe la rapida installazione di impianti trasmittenti e riceventi in tutte le regioni del Paese senza alcuna preoccupazione per ciò che riguarda le particolari condizioni locali di alimentazione.

E' ben noto invece che in tutto il mondo i servizi televisivi sono, per così dire, ancorati alla frequenza di rete avendosi scelto per l'analisi verticale proprio quella frequenza od un suo sottomultiplo (la metà). Le ragioni principali di una tale universale scelta sono di carattere pratico, non essendovi teoricamente nessun impedimento ad assumere per la scansione verticale una frequenza di ripetizione arbitraria, purchè compatibile con altre esigenze imposte dall'eliminazione dello sfarfallio, degli sbalzi e delle deformazioni delle figure in rapido movimento etc. Gli argomenti principali che giustificano la determinazione unanime su riferita sono essenzialmente due:

1) La facilità in trasmissione di sincronizzare la catena di multivibratori, la cui prima unità è accordata sulla frequenza di rete, e, insieme con una tensione proveniente da quest'ultima, attraverso un rivelatore provvisto di circuito sfasatore a resistenza e capacità, dopo rettificazione e filtraggio, mantiene in passo tutta la catena sincronizzandola sulla frequenza di rete, variando la polarizzazione e quindi la frequenza dell'oscillatore pilota.

2) La minimizzazione degli effetti del ronzio sul quadro, dovuti all'inevitabile imperfezione del filtraggio delle apparecchiature di formazione dei denti di sega per la deflessione, dell'alta tensione, degli amplificatori etc.

Il punto 1) non è essenziale in quanto è possibile realizzare oscillatori per bassissime frequenze con stabilità assai superiore a quella delle reti industriali italiane, che purtroppo presentano variazioni stagionali di frequenza del 10% e oltre, intorno al valore nominale.

Dal modo stesso con cui viene ottenuto il controllo dei multivibratori, è facile dedurre che le frequenze da essi generate sono funzioni delle frequenze di rete; orbene se questa presenta le deprecate ben note variazioni, anche i multivibratori oscilleranno con variazioni proporzionali, in particolare la frequenza di linea non sarà quella prevista e in definitiva il numero di linee analizzate nell'unità di tempo risulterà minore (essendo generalmente le frequenze di rete inferiori al valore nominale) del dato di progetto con conseguente perdita di dettaglio e peggioramento dell'immagine trasmessa.

Secondo questo punto di vista è facile dedurre che la sincronizzazione del sistema di televisione colla frequenza di rete è dannosa, rappresentando una gravosa limitazione, una deprecabile schiavitù dalla quale è d'uopo svincolarsi completamente.

Il punto 2) invece è di importanza decisiva: la frequenza di rete e le sue armoniche (la seconda particolarmente) si insinuano negli apparati radioelettrici o attraverso l'alta tensione anodica, o direttamente sui tubi a raggi catodici riceventi e trasmittenti attraverso campi elettrici e magnetici sorgenti dal cablaggio di accensione dei tubi, dai trasformatori di alimentazione, dall'induzione prodotta da apparati e circuiti disposti nelle adiacenze. Negli apparecchi elettroacustici l'effetto conseguente prende il nome di *ronzio* e viene palesato all'orecchio dall'altoparlante; in televisione le tensioni alle suddette frequenze dannose si manifestano con distorsioni delle linee di analisi e disuniformità della loro distribuzione, che si riassumono in una specie di increspamento o di tremolio dell'immagine riprodotta, marcatamente ai bordi del quadro, che si presentano ondulati. Un tale disturbo, che gli Americani chiamano « ripple » non ha, a quanto mi consta, ricevuto una denominazione italiana; vorremmo proporre quella di « *increspamento* » come a ricordare l'immagine di un oggetto deposto sul fondo di un bacino d'acqua leggermente agitata; ma qui e nel seguito, per uniformarci alla consuetudine, lo chiameremo « *ronzio* » sebbene siffatta designazione sia impropria, in quanto il ronzio coinvolge l'idea di un fenomeno tangente l'organo dell'udito, anzichè quello della vista.

A prima vista appare molto semplice il rimedio; infatti basta filtrare efficacemente i raddrizzatori, le alimentazioni dei circuiti etc. per eliminare l'inconveniente. Ebbene qui sta proprio la tremenda difficoltà che è puramente di ordine pratico: il filtraggio non è mai completo, il ronzio si manifesta con tutti i suoi effetti deleteri, a meno che non si ricorra a gravosi dispositivi, che, se concepibili in trasmissione, divengono proibitivi in ricezione. Basterà citare a questo proposito il pensiero dell'Ing. Y. L. Delbord, Capo della Divisione di Televisione del Centro nazionale di Studi delle Telecomunicazioni e Presidente del Comitato Superiore Tecnico di Televisione di Parigi:

« ... le récepteur, quand la fréquence d'analyse n'était pas égale à celle du secteur, devait être muni de dispositifs de filtrage très précis, très lourds et par conséquent très couteux ».

In quanto segue cercheremo di dimostrare che il disturbo del ronzio in televisione è minimo quando la frequenza di scansione verticale è uguale alla frequenza di rete o ad un suo sottomultiplo. Resterà così giustificata l'assunzione dello stato di cose attuale conforme alla proposizione testè asserita.

Per semplificare e concretare gli esempi sotto riportati, si fa riferimento ad un sistema di televisione a sole 10 linee di analisi, ottenuto con denti di sega per la deflessione orizzontale o di linea di periodo $T_o = 1/f_o$ (f_o = frequenza di linea), tempo di ritorno orizzontale 16% di T_o ($m_o = 0{,}84$), ampiezza A_o; con un dente di sega per la deflessione verticale o di quadro di periodo $T_v = 1/f_v = 10\ T_o$ (f_v = frequenza di quadro), tempo di ritorno verticale 7,5% di T_v ($m_v = 0{,}925$), ampiezza $A_v = \frac{3}{4} A_o$.

Coll'orientamento degli assi di riferimento adottato nelle figure seguenti, i denti di sega di linea e di quadro sono del tipo illustrato nelle figure 1 e 4 di questa rubrica (*l'antenna*, Anno XXI, n. 11, novembre 1949, pag. 495 e n. 12, dicembre 1949, pag. 547) per il quale nello stesso fascicolo si è dedotta l'equazione [16]:

$$f(t) = \frac{A}{2} + \frac{A}{2\pi^2 n^2 m (1-m)} \sum_{1}^{p}{}_{n} \left\{ \cos n\,(2\pi m - \omega t) - \cos n\,\omega t \right\}$$

essendo t il tempo, A l'ampiezza massima del dente, n il numero d'ordine dell'armonica considerata, m il coefficiente che distingue

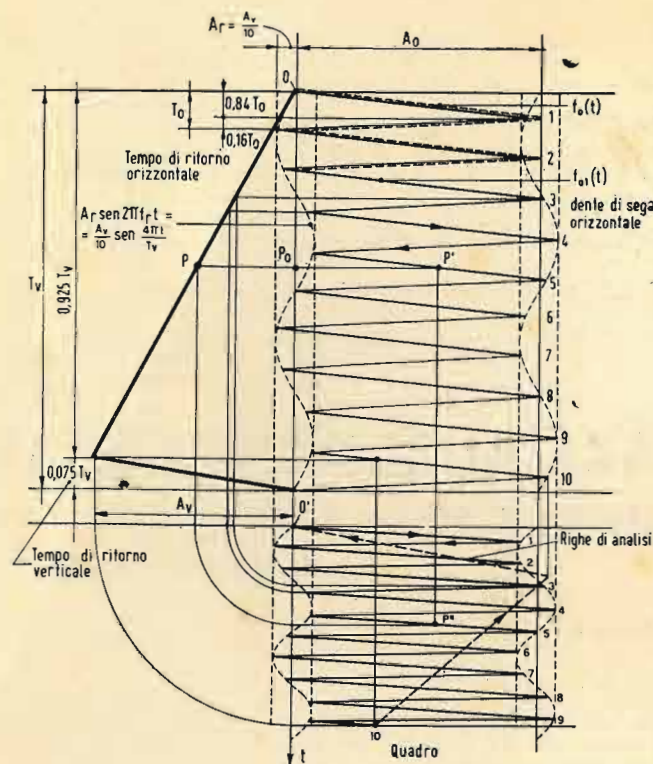



FIG. 1. - *Effetto della componente di ronzio a frequenza* $f_r = 2 f_v$ *agente solo sulla deflessione orizzontale. Es.* $f_r = 50$ *Hz ed* $f_v = 25$ *Hz. (Analisi progressiva).*

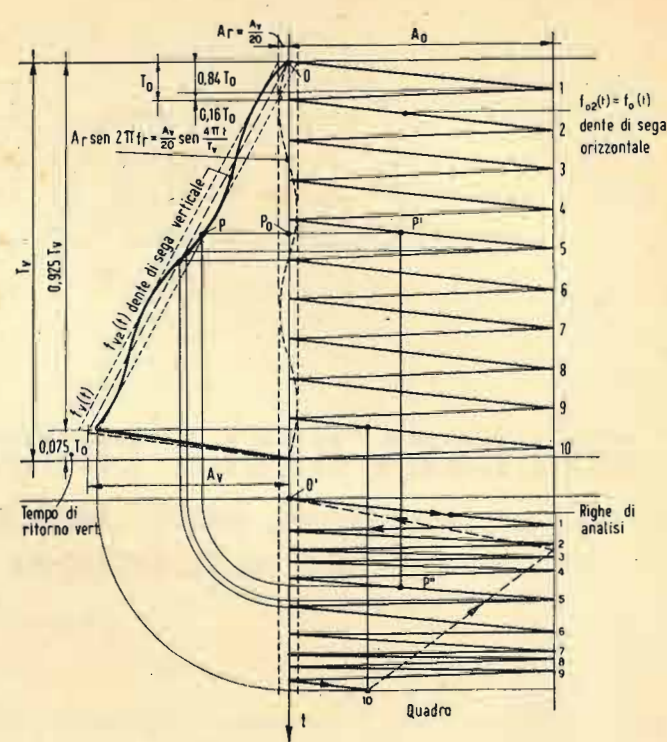
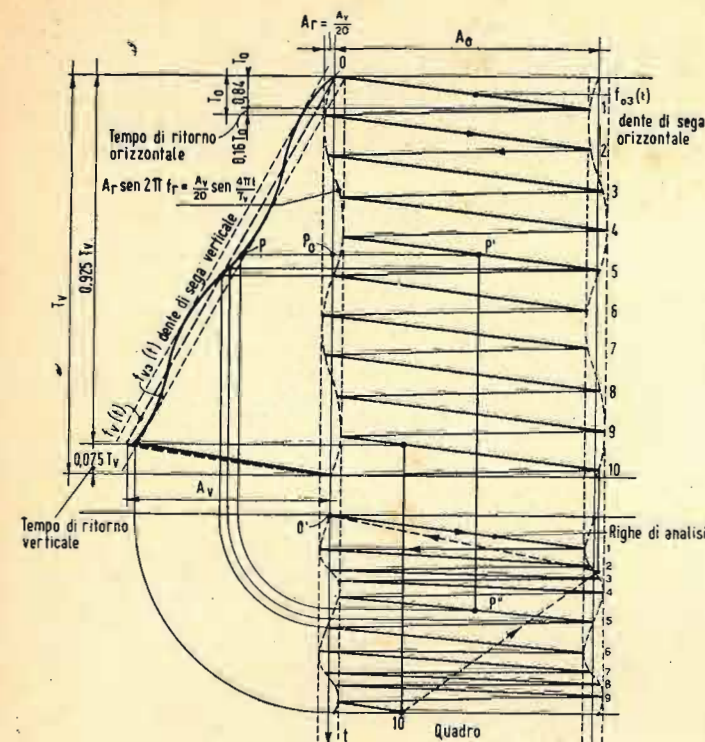



FIG. 2. - *Effetto della componente di ronzio a frequenza* $f_r = 2 f_v$ *agente solo sulla deflessione verticale. Es. come in fig. 1.*

la durata del tratto ascendente della $f(t)$ dal tempo di ritorno del raggio elettronico, p il massimo valore assumibile da n; si noti che p dovrebbe essere posto uguale a infinito, ma, per evidenti ragioni di praticità, è limitato al valore corrispondente all'approssimazione che si desidera raggiungere nella rappresentazione della $f(t)$ mediante la Serie di Fourier, valore che, per solito, si aggira intorno a 5 o 6, ciò che equivale a considerare nello sviluppo in serie l'influenza delle armoniche fino alla 5ª o 6ª rispettivamente, della pulsazione fondamentale ω della $f(t)$.

Coi valori assunti per m_o, A_o, T_o, m_v, A_v, T_v, applicando la [16] si ha per la funzione $f_o(t)$ dei denti di sega di linea:

$$f_o(t) = \frac{A_o}{2} + \frac{A_o}{2{,}65\, n^2} \sum_1^p n \left\{ \cos 2\pi n \left(0{,}84 - \frac{t}{T_o}\right) - \cos \frac{2\pi n t}{T_o} \right\} \qquad [1]$$

e per la funzione $f_v(t)$ dei denti di sega di quadro:

$$f_v(t) = \frac{A_v}{2} + \frac{A_v}{1{,}37\, n^2} \sum_1^p n \left\{ \cos 2\pi n \left(0{,}925 - \frac{t}{T_v}\right) - \cos \frac{2\pi n t}{T_v} \right\} \qquad [2]$$

a) Effetto di una tensione sinoidale a frequenza di rete $f_r = 2f_v$ e ampiezza $A_r = A_v/10$ che agisce solo sui denti di sega orizzontali a frequenza $f_o = 5f_r$ nel caso di analisi progressiva o sequenziale (v. fig. 1). (Es.: $f_r = 50$ Hz; $f_v = 25$ Hz).

Colle ipotesi fatte per l'equazione della $f_{v1}(t)$ del dente di sega verticale vale la [2]; mentre l'equazione della $f_{o1}(t)$ per il dente di sega orizzontale si ottiene sommando alla [1] un termine sinoidale di ampiezza A_r e frequenza $f_r = 2f_v$, ossia:

$$f_{o1}(t) = \frac{A_o}{2} + \frac{A_o}{2{,}65\, n^2} \sum_1^p n \left\{ \cos 2\pi n \left(0{,}84 - \frac{t}{T_o}\right) - \cos \frac{2\pi n t}{T_o} \right\} + A_r \operatorname{sen} \frac{4\pi t}{T_v} \qquad [3]$$

In fig. 1 la costruzione geometrica della $f_{o1}(t)$ è stata effettuata sommando algebricamente, per ogni valore del tempo t, il termine:

$$A_r \operatorname{sen} 2\pi f_r t = A_r \operatorname{sen} \frac{4\pi t}{T_v} = \frac{A_v}{10} \operatorname{sen} \frac{4\pi t}{T_v}$$

al corrispondente valore istantaneo della $f_o(t)$ di cui si sono tracciati in punteggiato soltanto i primi due cicli. Eseguendo per ogni punto la costruzione indicata per il punto P_o generico, si è ottenuto il quadro di analisi quale apparirebbe sullo schermo di un cinescopio in cui la deflessione orizzontale fosse affetta da una tensione o corrente alla frequenza di rete sopra specificata. Dall'esame della fig. 1 appare:

1) Le linee di analisi sono spostate tra loro in senso orizzontale, così che i bordi del quadro e dell'immagine appaiono ondulati con legge sinoidale a norma della [3].

2) Le linee di analisi comprese tra due curve parallele, presentano lunghezze diverse, risultano parallele ed equidistanti tra loro.

3) Essendo la f_r un multiplo intero della f_v, la figura del quadro è uguale per tutti i cicli successivi di scansione verticale; se ne deduce che il disturbo è fisso, ossia le linee di analisi conservano costantemente le posizioni indicate. Ciò significa che un oggetto fermo dell'immagine trasmessa viene riprodotto immobile anche in ricezione, pur non conservando la posizione reale relativa ad altri oggetti. In particolare due punti allineati verticalmente in trasmissione appariranno spostati sul cinescopio, la loro distanza rimanendo invariabile nel tempo.

Il caso testè contemplato si verifica in pratica quando sia:

f_r [Hz]	42	50	60	—	—	—
f_v [Hz]	21	25	30	42	50	60
$2f_r$ [Hz]	—	—	—	84	100	120

L'ultima riga considera la presenza della 2ª armonica della frequenza di rete agente sul dente di sega per la deflessione orizzontale, essendo la frequenza di ripetizione verticale uguale a quella di rete, quest'ultima restando inattiva agli effetti del ronzio.

b) Effetto di una tensione sinoidale a frequenza di rete $f_r = 2f_v$, di ampiezza $A_r = A_v/20$, che agisce solo sui denti di sega verticali a frequenza f_v nel caso di analisi progressiva (v. fig. 2). (Es.: $f_r = 50$ Hz; $f_v = 25$ Hz). In queste condizioni la

FIG. 3. - *Effetto della componente di ronzio a frequenza* $f_r = 2 f_v$ *agente su entrambe le deflessioni orizzontale e verticale. Es. come in fig. 1.*

equazione della $f_{o2}(t)$ per il dente di sega orizzontale è data dalla [1], mentre l'equazione della $f_{v2}(t)$ per il dente di sega verticale si ottiene sommando alla [2] un termine sinoidale di ampiezza A_r (posta uguale a 1/20 dell'ampiezza max del dente verticale nell'esempio di fig. 2) e di frequenza $f_r = 2f_v$, ossia:

$$f_{v2}(t) = \frac{A_v}{1{,}37\, n^2} \sum_1^p n \left\{ \cos 2\pi n \left(0{,}925 - \frac{t}{T_v}\right) - \cos \frac{2\pi n t}{T_v} \right\} + \frac{A_v}{2}\left(1 + \frac{1}{10} \operatorname{sen} \frac{4\pi t}{T_v}\right) \qquad [4]$$

In fig. 2 la costruzione geometrica della $f_{v2}(t)$ è stata effettuata sommando algebricamente per ogni valore del tempo t, il termine:

$$A_r \operatorname{sen} 2\pi f_r t = \frac{A_v}{20} \operatorname{sen} \frac{4\pi}{T_v} t$$

al corrispondente valore istantaneo della $f_v(t)$ tracciata con linea punteggiata. In fig. 2 è indicata la costruzione per il generico punto P_o, la quale fornisce l'immagine P'' sul quadro; ripetendo per ogni istante t compreso fra O e T_v tale costruzione si è ottenuto l'intero quadro, dall'esame del quale appare che una tensione o corrente alla frequenza di rete di valore e di ampiezza come sopra specificato, agente sul dente di sega verticale, provoca i seguenti inconvenienti:

1) rarefazione e addensamento alternantisi delle linee di analisi;

2) le linee perdono il parallelismo; presentano lunghezze non rigorosamente costanti, essendo diversamente inclinate rispetto ai bordi verticali (che sono paralleli) del quadro;

3) come nel caso precedente *a*) e per la stessa ragione il disturbo è fisso, ossia uguale per tutti i quadri successivi. Esso si manifesta con una distorsione dell'immagine, che appare compressa in corrispondenza delle zone di addensamento delle linee di analisi, mentre risulta allungata in corrispondenza delle zone di rarefazione delle stesse. E' evidente che anche il contrasto ne risente, in quanto dove le linee sono fitte si ha un'apparente maggior concentrazione di luce che laddove le linee sono rarefatte.

Il caso qui considerato si verifica in pratica per i valori di f_v, f_r e $2f_r$ indicati nel caso precedente *a*).

c) Quando la tensione (o corrente) a frequenza di rete $f_r = 2f_v$ e di ampiezza $A_r = A_v/20$ agisce contemporaneamente sui denti di sega orizzontali e verticali, sempre nel caso di analisi progressiva, si sommano evidentemente gli effetti contemplati in *a*) e *b*) come appare dalla fig. 3, che essendo evidente di per sè non ha bisogno di commenti.

Si noti che in pratica questo è il caso reale, perchè la tensione a frequenza di rete agisce per solito simultaneamente sulle deflessioni di linea e di quadro. Le equazioni per le funzioni rappresentative delle tensioni di pilotaggio orizzontale [$f_{o3}(t) = f_{o1}(t)$] e verticale [$f_{v3}(t) = f_{v2}(t)$] del raggio elettronico del tubo televisivo, sono rispettivamente ora fornite dalla [3] (in cui si ponga $A_r = A_v/20$) e dalla [4], che ci dispensiamo dal trascrivere.

L'entità della distorsione conseguente dell'immagine dipende dall'ampiezza della componente di frequenza f_r o $2f_r$. Nell'ipotesi assunta di $A_r = A_v/20$ la distorsione sarebbe evidentissima e l'immagine assolutamente inaccettabile. Tale valore è stato qui adottato allo scopo di esaltare gli effetti del disturbo, per meglio visualizzare il fenomeno in istudio.

d) Effetto di una tensione sinoidale a frequenza di rete $f_r = 2{,}5\, f_v$, di ampiezza $A_r = A_v/20$ che agisce contemporaneamente sui denti di sega orizzontali a frequenza $f_o = 5\, f_v$ e verticali nel caso di analisi progressiva (v. fig. 4). (Es.: $f_r = 50$ Hz; $f_v = 20$ Hz).

In tali ipotesi ad ogni ciclo verticale corrispondono 2,5 cicli di ronzio e 10 cicli orizzontali; si hanno perciò le seguenti relazioni fra i tre periodi T_r, T_v, T_o:

$$T_v = 2{,}5\, T_r = 10\, T_o \; ; \quad \text{ovvero:} \quad T_r = \frac{2}{5} T_v = 4\, T_o .$$

Mentre tra le corrispondenti frequenze intercorrono le relazioni:

$$f_v = \frac{2}{5} f_r = \frac{1}{10} f_o \; ; \quad \text{ovvero:} \quad f_r = \frac{5}{2} f_v = \frac{1}{4} f_o .$$

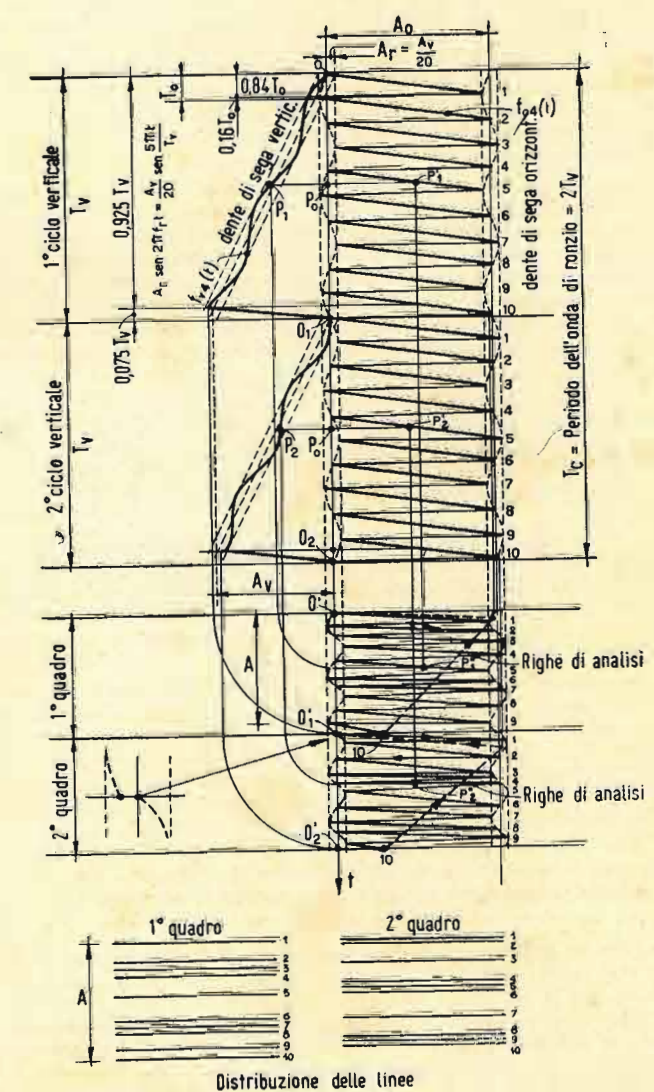



FIG. 4. - *Effetto della componente a ronzio a frequenza* $f_r = 2{,}5\, f_v$ *agente su entrambe le deflessioni orizzontale e verticale. Es.* $f_r = 50$ *Hz ed* $f_v = 20$ *Hz. (Analisi progressiva).*

Le funzioni $f_{o4}(t)$ per la tensione di pilotaggio orizzontale e $f_{v4}(t)$ per il pilotaggio verticale si ottengono ora sommando una componente sinoidale dovuta al ronzio e a frequenza di rete espressa da:

$$A_r \; sen \; 2 \pi f_r t = \frac{A_v}{20} \; sen \; \frac{5\pi}{T_v} t ,$$

rispettivamente alle [1] e [2], ossia:

$$f_{o4}(t) = \frac{A_o}{2} + \frac{A_o}{2,65 \; n^2} \sum_{1}^{p} {}_n \left\{ cos \; 2 \pi n \left(0,84 - \frac{t}{T_o}\right) - cos \frac{2 \pi n}{T_o} t \right\} + \frac{A_v}{20} \; sen \; \frac{5\pi}{T_v} t \qquad [5]$$

$$f_{v4}(t) = \frac{A_v}{2} \left(1 + \frac{1}{10} \; sen \frac{5\pi}{T_o} t \right) + \frac{A_v}{1,37 \; n^2} \sum_{1}^{p} {}_n \left\{ cos \; 2 \pi n \left(0,925 - \frac{t}{T_v}\right) - cos \frac{2\pi n}{T_v} t \right\}$$

E' chiaro (e qualora non lo fosse la fig. 4 è sufficiente a dissipare ogni dubbio) che se nell'istante 0 iniziano contemporaneamente un ciclo orizzontale, uno verticale e uno di ronzio, alla fine del primo ciclo verticale si sono compiuti 2,5 cicli di ronzio e 10 cicli orizzontali; all'inizio del secondo ciclo verticale (punto 0_1 in fig. 4), mentre i denti di sega orizzontale e verticale hanno la stessa fase che avevano al tempo 0, la componente di ronzio si presenta sfasata di 180°, ossia ha fase opposta a quella che aveva al tempo 0.

Conseguenza di questo fatto è che le distorsioni di entrambi i denti di sega sono, nel secondo ciclo, di fase oposta a quella delle corrispondenti distorsioni nel primo ciclo. Ciò significa che se il primo gruppo di linee (e con esso tutti i gruppi dispari) nel primo quadro immagine è rarefatto, il primo gruppo di linee nel secondo quadro immagine è addensato; viceversa per il secondo gruppo (e con esso tutti i gruppi pari). In definitiva, per quanto riguarda la distorsione della deflessione verticale, gli scostamenti e gli avvicinamenti delle linee di analisi nel primo quadro sono sostituiti rispettivamente da avvicinamenti e scostamenti nel secondo quadro. Analizzando invece l'azione della componente di ronzio sulla deflessione orizzontale, si trova facilmente che, per effetto dello sfasamento della corrispondente tensione a frequenza di rete, se il primo gruppo di linee (e con esso tutti i gruppi dispari) è spostato a sinistra nel primo quadro, lo stesso primo gruppo sarà spostato a destra nel secondo quadro e viceversa per il secondo gruppo (e con esso tutti i gruppi pari).

In fig. 4 i due quadri primo e secondo sono stati disegnati, per esigenze grafiche, uno sotto l'altro, mentre in realtà dovrebbero essere sovrapposti in modo che i punti $0'$, $0'_1$ e $0'_2$ coincidano. Per un immediato confronto fra le linee dei due quadri successivi si è riportata in basso nella fig. 4 la distribuzione delle linee di analisi nell'ipotesi semplificativa che esse siano parallele e tracciate in corrispondenza dei loro inizi situati sull'asse $0'$-$0'_1$. E' così possibile rilevare più agevolmente, che non nella parte superiore della figura, quanto segue:

1) i gruppi di linee densi e rari sono alterni nei due cicli; ciò comporta in pratica, essendo i quadri sovrapposti, ad esempio che mentre la linea 1 coincide sempre con se stessa, la linea 3 del secondo quadro anticipa sulla linea 2 del primo quadro, laddove la linea 4 del secondo quadro ritarda sulla stessa del primo quadro;

2) le altezze dei due quadri non sono rigorosamente uguali, poichè nel primo l'ampiezza massima del dente di sega verticale è maggiore del valore nominale A_v, mentre nel secondo tale ampiezza è minore di A_v, rappresentando quest'ultima l'ampiezza che avrebbe il dente di sega verticale se non esistesse la componente di ronzio.

La discontinuità dell'inviluppo ai bordi delle linee di analisi determinantesi nel punto $0'_1$ sulla linea che segna la fine del primo quadro e l'inizio del secondo, è dovuta al tempo di ritorno verticale del raggio, tempo in cui si perde la maggior parte della decima linea ed il corrispondente tratto di sinusoide a frequenza f_r; il secondo quadro inizia comunque esattamente in $0'_1$, in cui l'inviluppo passa per lo zero.

Alla fine del secondo ciclo verticale si sono compiuti altri 2,5 cicli di ronzio e altri 10 cicli orizzontali. All'inizio del 3° ciclo verticale (punto 0_2 in fig. 4) le tre tensioni si ritrovano tutte nelle stesse condizioni di fase che possedevano all'istante 0.

Dunque per compiere un intero ciclo di moto del raggio elettronico sono occorsi due cicli completi verticali. E' allora evidente che si introduce una frequenza metà di quella di scansione verticale, cioè uguale a $f_v/2$, la quale fa sì che un punto immobile dell'immagine trasmessa si sposta sull'immagine ricevuta occupando alternativamente due posizioni e balzando dall'una all'altra secondo che il ciclo di scansione verticale è pari ovvero dispari rispetto a quello considerato come iniziale. Conviene avvertire di non confondere la locuzione « cicli pari e cicli dispari » usata qui per l'analisi progressiva, con quella « quadri pari e quadri dispari » introdotta nel caso di analisi interlacciata, di cui si farà più sotto cenno. In fig. 4 sono indicate le due posizioni P''_1 e P''_2 assunte dal punto corrispondente a P_0 nei due quadri successivi di scansione.

Se $f_v = 20$ Hz, $f_r = 50$ Hz (con che $f_r/f_v = 2,5$) sono necessari due cicli verticali a 20 Hz per un completo ciclo di moto del raggio elettronico; ogni elemento di dettaglio dell'immagine balza da una posizione in un ciclo di scansione, all'altra nel successivo ciclo con la frequenza $f_v/2 = 10$ Hz avvertibile dall'occhio, che si affatica nel tentativo di seguire l'elemento saltante; quando interviene una sensazione dolorosa all'occhio sottoposto a tale esercizio, l'osservatore involontariamente cessa dal rincorrere con lo sguardo il dettaglio sfuggente, ne consegue una perdita di risoluzione e l'immagine appare meno nitida, venendosi a fondere in un solo punto luminoso dilatato le due immagini vicine dello stesso punto reale. La presenza del ronzio a 50 Hz provoca pure uno sfarfallio a 10 Hz dovuto al propagarsi dal basso in alto di un'« *onda di ronzio* » attraverso il quadro. Se fosse $f_v = 24$ Hz e $f_r = 60$ Hz si verificherebbe un fenomeno analogo a quello descritto, colla sola differenza che gli spostamenti del punto tra le sue due posizioni avverrebbero con frequenza 12 Hz anzichè 10 Hz; se fosse $20 < f_v < 25$, mantenendo $f_r = 50$ Hz, l'onda di ronzio si propagherebbe con frequenza compresa fra 10 e 0 Hz rispettivamente, ossia la frequenza del disturbo diminuisce fino ad annullarsi quando f_v è diventato un esatto sottomultiplo della frequenza di rete. Con l'onda di ronzio a frequenza ≤ 10 Hz l'occhio ha la facoltà di seguire il dettaglio nei suoi spostamenti senza grave sforzo; non si ha quindi perdita apprezzabile di risoluzione, ma la figura appare animata da un fastidioso effetto di moto, che si traduce in un'ondulazione generale di tutto il quadro.

Concludendo, quando la frequenza di analisi verticale non è un esatto multiplo della frequenza di rete e in particolare $f_r = 2,5 \; f_v$, si verifica quanto segue:

1) permangono gli effetti dannosi rilevati in *a*), *b*), *c*), dove la frequenza di rete è esattamente multipla di quella verticale;

2) il disturbo è mobile; un'onda di ronzio a frequenza $f_v/2$ percorre il quadro dal basso in alto; si manifesta uno sfarfallio cui compete la stessa frequenza; i singoli punti dell'immagine occupano alternativamente con frequenza $f_v/2$ due posizioni, procurando una sensazione dolorosa all'occhio e un effetto di tremolio d'immagine se $f_v/2 \leq 10$ Hz, ovvero una perdita di dettaglio e un peggioramento della qualità di riproduzione se $f_v/2 \geq 10$ Hz;

3) la sincronizzazione dei multivibratori in trasmissione diventa più ardua non disponendo facilmente di una fonte di bassissima frequenza costante (quale dovrebbe essere quella della rete di alimentazione), che fornisca il *la* per le apparecchiature generatrici.

Di questi tre punti il secondo rappresenta l'argomento determinante per la scelta della frequenza di analisi verticale, che, come si è più volte accennato, deve essere multipla di quella della rete di alimentazione.

(continua)

UN ESPERIMENTO INTERESSANTE

Apprendiamo che a New York, per la prima volta nella storia della televisione, il Shelton Hotel ha istituito un servizio televisivo gratuito per i propri ospiti. L'albergo suddetto ha infatti installato un apparecchio in ciascuna delle proprie camere. E' stato adottato un aereo generale tipo RCA con antenne individuali per ciascun canale. Gli apparecchi sono stati progettati da Admiral e installati dalla Tele-Ho-Tele Corp. E' la prima volta che in un albergo viene offerto ai propri ospiti un servizio televisivo senza alcun sovrapprezzo sulle normali tariffe di pensione e di pernottamento.

sulle onde della radio

GIROINTERAZIONE CON ONDE INCIDENTI VERTICALMENTE

Da una lettera pubblicata da **Alta Frequenza** (A.F. Vol. XVIII, n. 3-4) apprendiamo che presso il Centro di Studi sulla Radiopropagazione e sulla Radionavigazione dell'Istituto di Fisica Tecnica dell'Università di Napoli, il Prof. Mario Cutolo ha condotto nell'estate scorsa un nuovo ciclo di esperienze di girointerazione nella ionosfera con onde incidenti verticalmente. Dalla lettera suddetta stralciamo quanto segue.

Com'è noto, la radiointerazione offre un mezzo veramente efficace per indagare la struttura dello strato **E**. Il lavoro compiuto ricorrendo ad essa in Italia e in Inghilterra, nell'ultimo triennio ha permesso di raccogliere elementi circa la composizione dello strato **E**, il numero di urti fra elettroni e molecole, la temperatura dell'aria all'altezza di circa 90 km dalla superficie della terra, l'intensità totale del campo magnetico terrestre ed altre interessanti questioni. Ma sino a questo momento l'indagine mediante girointerazione si poteva compiere soltanto di notte e con esperimenti a grandi distanze. Allo scopo di poter compiere una indagine più esauriente di giorno e di notte, si è pensato di fare il tentativo di ottenere l'interazione emettendo le onde in direzione verticale. Il vantaggio di un tale sistema risulta evidente, qualora si pensi che le tre stazioni (la ricercata, la ricevente e la perturbatrice) possono essere situate nella stessa località a breve distanza fra di loro (dell'ordine del chilometro), anzichè a distanza di centinaia di chilometri.

Nonostante che le difficoltà da superare con l'incidenza verticale siano minori di quelle che si presentano in una esperienza a distanza, pur sono degni di segnalazione due ostacoli abbastanza rilevanti:

1) la relativa difficoltà di lanciare sulla verticale onde di notevole lunghezza (intorno ai mille metri);

2) l'azione del raggio diretto della stazione ricercata.

Il primo tentativo di ottenere l'interazione sulla verticale è stato eseguito a Napoli con risultato dubbio nel 1947. Un secondo tentativo, compiuto recentemente a Roma con mezzi più adatti, ha dato esito soddisfacente. Mentre la stazione ricercata (lunghezza d'onda 970 m) si trovava a S. Rosa (a 12 km da Roma) e la perturbatrice era costituita dalla Radio Vaticana, la stazione ricevente, fornita di un radioricevitore SAFAR accordato sull'onda di 970 m, era collocata sulla terrazza del Ministero della Difesa, Marina. L'azione del raggio diretto dell'onda di 970 m è stata attenuata mediante l'adozione di un'antenna a telaio di forma quadrata coi lati verticali e orizzontali, disposta col suo piano perpendicolarmente alla direzione S. Rosa-Roma. L'aereo di S. Rosa era costituito da un'antenna Marconi bifilare con tratto orizzontale di 85 m, con coda di 15 m ed orientamento ESE. L'aereo della Radio Vaticana era invece formato da un tratto lungo 25 m, con una inclinazione di circa 50° sull'orizzonte. Sono state eseguite in tutto sedici esperienze della durata complessiva di 32 ore. Mentre Radio S. Rosa emetteva la sola portante (500 W), secondo linee della durata di 4 minuti intervallate da 2 minuti di pausa, la Radio Vaticana trasmetteva onde modulate (200-250 Hz), la cui lunghezza variava da 248 m a 270 m, con una legge di variazione di 2 in 2 metri e secondo un piano orario prestabilito. La potenza stimata di Radio Vaticana era minore di 700 W. Le esperienze furono condotte tra le ore 11.30 e le 14.00 e tra le 19.30 e le 21.00. La frequenza giromagnetica a Roma, a 100 km dalla superficie terrestre corrisponde alla lunghezza d'onda di 248 m.

Sono state effettuate, nelle 32 ore di esperienze, 58 osservazioni di girointerazione di cui 38 attendibili. E' stato osservato che la frequenza di risonanza variava con l'ora da 266 a 252 m. Precisamente si è notato che la girointerazione è prodotta intorno a mezzogiorno preponderatamente con le onde disturbatrici comprese tra 260 e 266 m, ed invece al tramonto con le onde comprese tra 250 e 254 m.

Il nuovo ciclo di esperienze ha permesso di raggiungere i seguenti risultati:

a) è possibile ottenere l'effetto Lussemburgo con risonanza (girointerazione) con incidenza verticale di radioonde nella ionosfera;

b) per la prima volta si è ottenuta di conseguenza la girointerazione di giorno (a mezzogiorno e al tramonto), cioè nei momenti critici della ionosfera.

Questo fatto permetterà in particolare di compiere indagini sullo strato **E** anche di giorno. Se si pensa alle difficoltà che si devono incontrare per effettuare operazioni di radiosonda di tale strato con onde lunghe, si deduce come il nuovo procedimento possa offrire un mezzo particolarmente efficace di esplorazione.

I PIANI RESTANO PIANI ?

Si tratta del Piano di Copenaghen. Sotto questo titolo « Toute la Radio », avvisa i propri lettori che probabilmente del famoso piano non se ne farà nulla. Ragioni di ordine tecnico, ma soprattutto di ordine pubblico, quelle stesse ragioni che fecero prolungare oltre il previsto la Conferenza del 1948 e che praticamente scontentarono tutti, senza accontentare nessuno, suggerirebbero un rinvio dell'applicazione del Piano di Copenaghen, che dovrebbe entrare in vigore a partire dal 15 marzo del corrente anno. Si sussurra che l'Organizzazione Internazionale di Radiodiffusione, sorta nel Belgio nel 1946, responsabile di questo piano, abbia perso molto della sua influenza, e che ormai la sua autorità possa essere discussa da molti. La scissione avvenuta tra occidente e oriente aggraverebbe la situazione della Organizzazione. Tanto più che da parte degli occidentali si caldeggia la ricostituzione della Unione Internazionale di Radiodiffusione, già compromessasi con il piano di Lucerna del 1933. Nel complesso la matassa è sufficientemente arruffata nè si vede chi possa dipanarla allo stato attuale delle cose. Siamo a un mese di distanza dalla data di applicazione e ancora non si sa nulla di sicuro. La Gran Bretagna è pronta, la Francia pure, anche l'Italia almeno in parte, senza contare Belgio, Svizzera, Olanda ed altri paesi ancora. Piano di Copenaghen o no? E se anche la risposta dovesse essere affermativa, chi potrà assicurarne l'applicazione ove qualche Stato europeo, per motivi suoi personali, non volesse sottostare alle decisioni prese a suo tempo di comune accordo? Come si comporteranno le nazioni che a Copenaghen sollevarono obiezioni e non vollero firmare la Convenzione (vedi Austria, Egitto, Islanda, Lussemburgo, Norvegia, Siria e Turchia)?

Frattanto l'Italia, cui sono state assegnate in esclusiva tre soli canali (il 36° su 835 kHz, il 42° su 899 kHz e il 90° su 1331 kHz) (1) e che pertanto si è dovuta orientare verso l'impiego di due o più trasmettitori sincronizzati sulla medesima frequenza ha provveduto (a quanto apprendiamo dalla Revista Marconi) alla installazione dei primi 16 gruppi stabilizzatori a cristallo destinati ad assicurare la perfetta sincronizzazione delle emissioni di più stazioni irradianti lo stesso programma sulla medesima frequenza, senza necessità alcuna di linee speciali di collegamento. I 16 gruppi che saranno presto seguiti da altri 30, si sono forniti dalla Marconi. La banda di frequenza coperta da tali apparecchiature è compresa tra 525 e 1605 kHz, la stabilità è tale che la deviazione di frequenza risulta inferiore a due unità su cento milioni in un mese.

(1) Vedi « Le nuove frequenze per le radiodiffusioni Europee » - « L'Antenna », anno XX, n. 10, ottobre 1948, pagine 303 e segg.

NOTIZIE VARIE

Lunedì, 23 gennaio 1950, si è riaperto presso l'Istituto Radiotecnico di via Circo N. 4, la Sezione Superiore, biennale, serale, nella quale viene data la massima importanza alle esercitazioni di Laboratorio e che porta al conseguimento del titolo di Progettista Radiotecnico oppure di Progettista Elettrotecnico, oppure di Progettista in Telefonia.

Recentemente, la Commissione per l'energia atomica statunitense ha ordinato la costruzione di due betatroni, che saranno i più potenti disintegratori atomici del mondo. I soli magneti avranno un diametro di circa 33 m e la camera acceleratrice avrà una circonferenza di oltre 120 m. Una di queste macchine sarà installata all'Università di California, mentre l'altra è destinata al Brookhaven National Laboratory.

SUTTON COLDFIELD

LA NUOVA STAZIONE TELEVISIVA DELLA *BBC*

(Per concessione BBC, esclusività *l'antenna*)

L'inaugurazione della stazione trasmittente di Sutton Coldfield nel Midlands, avvenuta il 17 dicembre u.s., segna il primo passo nell'estensione del servizio televisivo inglese a media definizione (405 linee) che fino a pochi mesi fa era limitato alla sola capitale e che coprirà tra non molto quasi tutto il territorio britannico. Si prevede che con l'entrata in funzione dei nuovi impianti di Sutton Coldfield la BBC abbia acquistato circa sei milioni di spettatori potenziali. Costruita dagli ingegneri della BBC ed equipaggiata con apparecchiature di progetto e realizzazione inglese, questa nuova stazione trasmittente televisiva risulta la più potente finora costruita nel mondo. Di questo gl'Inglesi vanno particolarmente orgogliosi. La stazione occupa una superficie di circa 24 acri ed è situata a circa 16 chilometri a nord di Birmingham a 152 metri sul livello del mare. Al centro si eleva l'edificio a forma di L nel quale sono installati i complessi trasmittenti « audio » e « video ». Un traliccio metallico di circa 230 m porta il sistema irradiante costituito da 8 poli ripiegati. Nella stazione di Sutton Coldfield non sono previsti « studi » poi la stazione è destinata esclusivamente a ritrasmettere i programmi irradiati da Alexandra Palace.

Il programma video è trasmesso da Londra a Birmingham per mezzo di un collegamento a ponte radio a VHF, costruito appositamente dal GPO, e per mezzo di un cavo coassiale, pure realizzato dal GPO, nel primo tratto del collegamento da Alexandra Palace al Museum Telephon Exchange e nell'ultimo da Birmingham a Sutton Coldfield. E' previsto pure un collegamento mediante cavo coassiale tra Londra e Birmingham, cosicchè in definitiva il programma video potrà essere inviato da Londra a Birmingham tanto via cavo hertziano, quanto via cavo coassiale. La parte centrale di un'ala del fabbricato è occupata dai complessi trasmittenti.

Il trasmettitore video lavora su una frequenza di 61,75 MHz pari a una lunghezza d'onda di 4,86 m. La potenza di uscita è di 35 kW, cioè doppia di quella dell'analogo trasmettitore londinese. Si è fatto uso di un trasmettitore a banda laterale asimmetrica, nel quale la banda laterale superiore è parzialmente soppressa, allo scopo di aumentare il numero dei canali disponibili entro la banda di frequenze assegnate alla televisione, onde permettere l'installazione di nuove stazioni emittenti destinate a coprire altre regioni dell'Inghilterra. I vari complessi sono disposti entro dieci pannelli affiancati che occupano complessivamente una lunghezza di 12 m. A sinistra di chi guarda, è il modulatore, a destra l'amplificatore di RF. Tutti i tubi sono raffreddati ad aria esclusi quelli appartenenti allo stadio di potenza che sono raffreddati a circolazione d'acqua. Il calore sottratto da questi tubi può essere utilizzato per il riscaldamento della sala.

Il trasmettitore audio lavora su una frequenza di 58,25 MHz, pari a una lunghezza d'onda di 5,15 m. Come il trasmettitore video funziona a modulazione di ampiezza ed ha una potenza di uscita di 12 kW, cioè circa 4 volte la potenza dell'apparecchiatura gemella di Londra.

Linee di alimentazione coassiali portano i segnali a RF dai trasmettitori fino alla sommità del traliccio metallico che sostiene l'antenna. Il traliccio, che è alto circa 230 m, pesa 140 tonn. ed è sostenuto da quattro serie di funi metalliche. Dalla base fino all'altezza di 186 m il traliccio ha sezione trasversale triangolare equilatera, con lati di 2,75 m. Nell'interno è posto un ascensore. Tra i 186 e i 216 m il pilone ha sezione circolare con fenditure previste per la sistemazione di antenne trasmittenti per VHF, qualora si decida di installare a Sutton Coldfield una nuova emittente. Al di sopra di questo tratto a sezione circolare è la parte finale, di sezione quadrata, che porta le antenne del complesso trasmittente, recentemente inaugurato. Questa antenna consiste in due serie di quattro dipoli verticali ripiegati, irradianti contemporaneamente i segnali video e audio.

IL TRASMETTITORE VIDEO

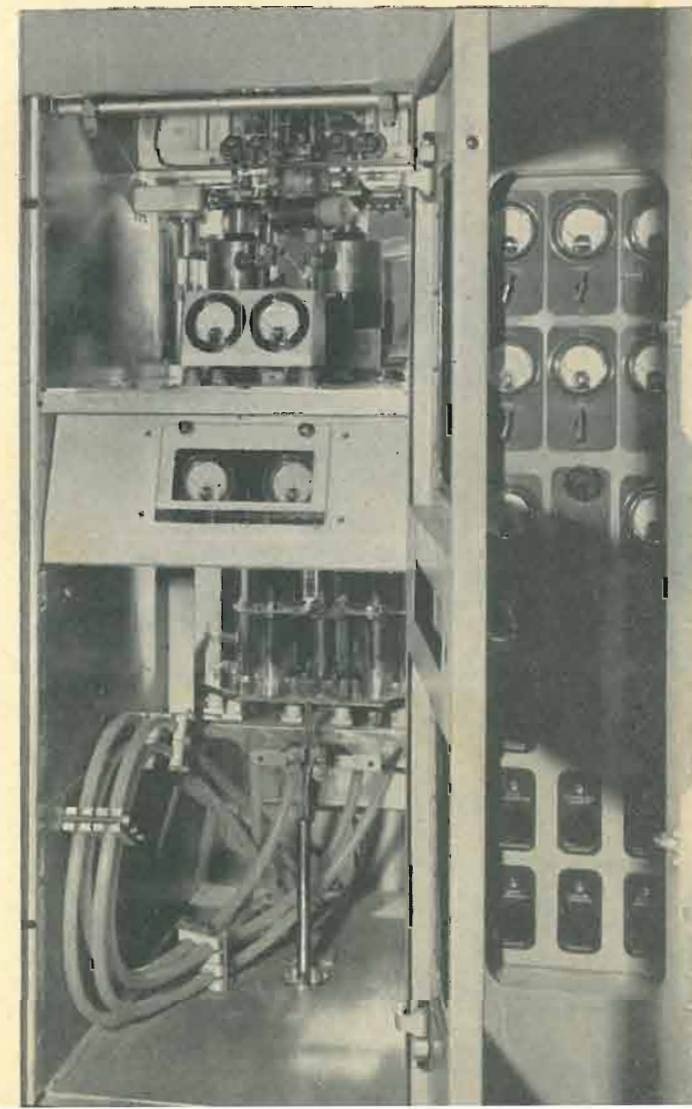
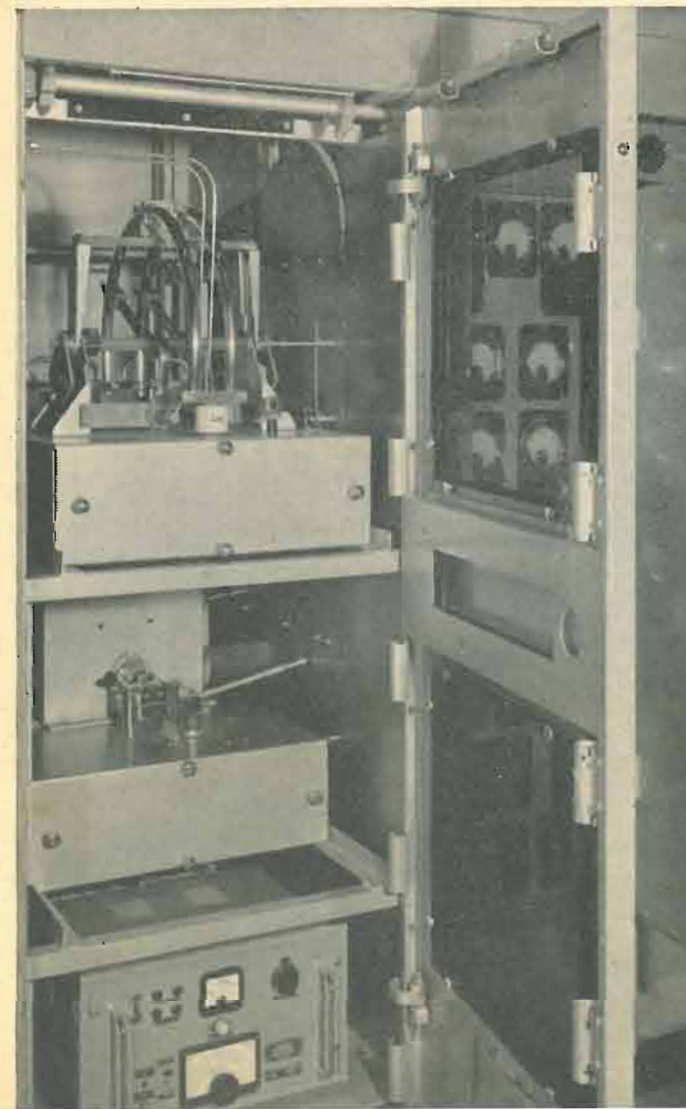
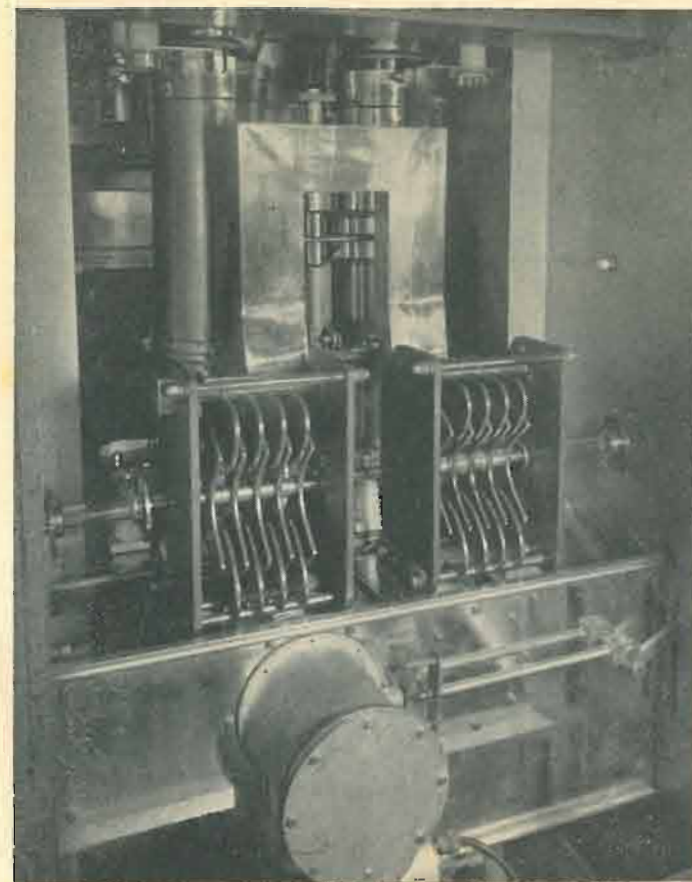
Come si è accennato la potenza di cresta del trasmettitore video raggiunge i 35 kW, ossia più del doppio di quella della emittente londinese è quindi come si è detto la più potente finora costruita. Il complesso è disposto su una lunghezza di circa 12 m, in dieci pannelli affiancati. Per chi osserva, gli stadi del modulatore sono disposti a sinistra, dalla sinistra a destra, e gli stadi a RF a destra, dalla destra alla sinistra, in modo che lo stadio modulatore finale è prossimo allo stadio amplicatore finale a RF.

Il modulatore è composto da quattro stadi. Uno stadio preamplificatore che riceve attraverso un cavo coassiale il segnale video raccolto dalla stazione ripetitrice di Birmingham. Il segnale ha una ampiezza di circa un volt e un rapporto segnale immagine/segnale di sincronismo di circa 70/30 in termini di ampiezza. Nel preamplificatore è prevista la possibilità di modificare tale rapporto come pure di variare la caratteristica di amplificazione. Un secondo preamplificatore può entrare in funzione nel caso di guasto eventuale al primo, per comando elettrico dal banco di controllo. Lo stadio preamplificatore è seguito da due stadi amplificatori, detti « sub-sub-modulator », monovalvolare e a carico catodico, e « sub-modulator », a due valvole e due stadi a carico catodico. Tra il sub-sub-modulatore e il sub-modulatore vi è il controllo del livello del nero che mantiene costante il livello del nero irradiato dal trasmettitore. Lo stadio modulatore finale consiste in quattro tubi funzionanti in parallelo. Il circuito utilizzato è quello tipico di un trasferitore catodico. Questo stadio non introduce una ulteriore amplifi-

Di fianco - *Veduta posteriore dello stadio finale modulato. I tubi termoelettronici CAT21 sono sopra ai tubi verticali che costituiscono l'induttanza anodica di accordo. Di fronte agli stessi è il circuito di accoppiamento finale e sotto i condensatori di accordo. In basso è visibile la linea di alimentazione coassiale diretta al filtro soppressore di banda laterale.*

Sotto, da sinistra a destra - *L'edificio della trasmittente e il traliccio metallico alto 230 m. In alto è il sistema irradiante, riprodotto a pag. 32.*

Gli amplificatori di RF a bassa potenza nel trasmettitore video. In basso: *l'oscillatore campione stabilizzato a quarzo e i due stadi moltiplicatori di frequenza.* Al centro: *il primo stadio amplificatore.* In alto: *il terzo stadio amplificatore di RF e le linee circolari, costituenti l'induttanza di accordo per il circuito di griglia dello stadio pilota.*

Lo stadio finale modulato e lo stadio pilota nel trasmettitore video. In basso sono visibili i tubi in politene per il trasporto dell'acqua di raffreddamento dei tubi CAT21.

cazione del segnale, ma la sua uscita ha una impedenza sufficientemente bassa per alimentare la rilevante corrente di griglia (dell'ordine di 7 A di picco) che scorre nello stadio finale dell'amplificatore a RF, al quale è direttamente collegato, e per fornire l'abbondante corrente capacitiva che quello richiede secondo la forma d'onda del segnale immagine. In tutto il modulatore, esclusi i preamplificatori che utilizzano piccoli tubi termoelettronici, è stato impiegato un unico tipo di tubo raffreddato a circolazione forzata di aria: il tubo ACM3.

La sezione RF del trasmettitore è composta da altri quattro stadi. Un oscillatore campione stabilizzato a quarzo, seguito da due stadi moltiplicatori di frequenza, costituisce l'unità pilota. Essa è seguito da un amplificatore di bassa potenza a tre stadi costituiti da un pentodo, da due tetrodi controfase e da due triodi pure connessi in controfase e montati in un circuito con griglia messa a terra. Lo stadio pilota, che segue l'amplificatore di bassa potenza, è formato da due triodi ACT26 neutralizzati, montati in controfase in un circuito convenzionale, amplicatore in classe C. Lo stadio modulato finale consiste in un amplificatore lineare, a larga banda composto da due triodi CAT21 con griglia a terra, con circuiti a costanti distribuite a tronchi di linee parallele. Questo stadio è modulato di griglia e la sua uscita è accoppiata alla linea di alimentazione con un circuito filtro passa banda del tipo per accoppiamento fra un elemento simmetrico e uno dissimmetrico. I tubi degli amplificatori a radiofrequenza sono raffreddati ad aria, salvo quelli dello stadio finale che sono raffreddati ad acqua.

Il circuito finale del trasmettitore video è connesso al sistema irradiante attraverso un filtro del tipo a resistenza costante, soppressore di banda laterale, ed è costruito con tronchi di linee concentriche montati sul muro dietro al trasmettitore. Esso è costituito da una sezione passa-alto e da una passa-basso. Mentre quest'ultima è terminata sulla linea di alimentazione del sistema irradiante (cavo coassiale), la prima è terminata su di un carico dissipatore a resistenza costante raffreddata a circolazione di acqua. Il filtro lascia passare completamente la banda laterale inferiore e la portante, ma fa subire una progressiva attenuazione alla banda laterale superiore, a partire da frequenze superiori di 0,75 MHz alla frequenza portante. L'attenuazione introdotta dal filtro raggiunge i 12 dB per la frequenza di 63,25 MHz, che costituirà la portante audio di una prossima stazione emittente. Questo tipo di trasmissione asimmetrica è stato adottato dalla BBC quale standard per tutte le future stazioni televisive comprese nella banda tra 91 e 68 MHz.

Come si è detto altrove, gli equipaggi trasmittenti sono raggruppati in una serie di racks allineati ad una parete della sala dei trasmettitori. Dall'altro lato di questa parete sono sistemati gli alimentatori dei complessi, in modo che i collegamenti, realizzati attraverso la parete, risultano assai corti. Per l'alimentazione del trasmettitore video sono impiegati rettificatori a vapori di mercurio a catodo caldo.

La tensione trifase a 415 V è stabilizzata e bilanciata mediante tre regolatori separati a bobina mobile. In più l'alta tensione anodica è stabilizzata mediante dispositivi elettronici. Il circuito livellatore destinato a lo stadio finale a RF è stato particolarmente curato, presenta una bassa impedenza resistiva che si conserva costante per quasi tutta la gamma di modulazione video. I filamenti di tutti i tubi sono accesi in c.a., esclusi quelli dei tubi CAT21 dello stadio modulato finale che sono alimentati in c.c. mediante un gruppo motore-dinamo. Un regolatore elettronico mantiene il valore della tensione entro lo 0,1 % del valore nominale e limita le possibili variazioni di corrente.

IL TRASMETTITORE AUDIO

Il trasmettitore audio ha una potenza media portante di 12 kW e utilizza una modulazione in classe B ad alta potenza. L'unità pilota è simile a quella del trasmettitore video. Comporta quindi un oscillatore controllato a quarzo e due circuiti moltiplicatori di frequenza. I primi tre stadi a RF sono costituiti da amplificatori montati in circuiti a contubi sono alimentati in c.a. escluso quello del tubo BR128 montato in un circuito di tipo coassiale con griglia messa a terra. Questo stadio è modulato di placca e la sua uscita è accoppiata ad una seconda linea di alimentazione del complesso irradiante a cavo coassiale. La alimentazione anodica e la tensione di polarizzazione sono ottenute mediante rettificatori nell'impianto di conversione. I filamenti di tutti i tubi sono alimentati in c.a. escluso quello del tubo BR128 che è alimentato con c.c. fornita da un gruppo motore-generatore indipendente, munito di regolatore elettronico del tipo già descritto parlando del trasmettitore video. Tutti i tubi del trasmettitore audio sono raffreddati a circolazione di aria.

Il raffreddamento ad aria forzata è ottenuto mediante un ventilatore che invia separatamente ai trasmettitori l'aria necessaria. L'aria può circolare in un sistema chiuso oppure può essere continuamente rinnovata, secondo le esigenze. La commutazione avviene automaticamente mediante dispositivi controllati termostaticamente da motori pilota. Per il raffreddamento dei tubi di maggior potenza CAT21 dello stadio finale del trasmettitore si ricorre ad acqua distillata e disareata con azoto sotto pressione che circola nei rivestimenti dei tubi. Tale acqua è raffreddata in radiatori ad aria soffiata, la quale ultima può essere utilizzata per riscaldare la sala dei trasmettitori, oppure scaricata all'esterno. Anche questo sistema ad aria è controllato da regolatori agenti termostaticamente. Ciascun trasmettitore è provvisto di un carico fittizio raffreddato ad acqua del tipo resistenza zavorra, in cui l'acqua raffreddante funge da elemento dissipatore. L'alimentazione idrica di entrambi i carichi è ottenuta mediante una unica unità di raffreddamento, in cui la temperatura dell'acqua è rapidamente portata a un determinato valore, il quale viene poi mantenuto fisso.

LA SALA DI CONTROLLO

Entrambi i trasmettitori sono comandati da un unico banco di controllo. Delle aperture ricavate tra la sala di controllo e la sala dei trasmettitori permettono ai tecnici di servizio una chiara visione dei trasmttitori. L'alimentazione del trasmettitore video è controllata mediante due paia di pulsanti, uno per il modulatore e l'altro per gli stadi a RF. Di ciascun paio, un pulsante controlla l'AT e la tensione di polarizzazione mentre l'altro controlla i dispositivi di raffreddamento dei tubi e l'alimentazione dei filamenti. Il comando mediante pulsanti è naturalmente automatico, nel senso che ciascun stadio viene alimentato al momento opportuno e nella giusta sequenza, con gli intervalli necessari a eliminare la possibilità di inconvenienti. Sul banco di controllo vi è una serie di 200 lampade spia che si accendono successivamente man mano che le tensioni di alimentazione vengono applicate ai vari stadi.

A sinistra: *L'aereo video e audio, alla sommità del traliccio metallico. L'allineamento consiste in due gruppi di dipoli verticali ripiegati.*

Al centro del banco è la strumento di controllo della forma d'onda che può essere commutato sui circuiti finali di ciascuno stadio del modulatore e anche sullo stadio finale dell'amplificatore a RF modulato. Di fronte al banco di controllo è uno strumento di controllo dell'immagine sul quale può esaminarsi l'immagine all'ingresso e all'uscita dello stadio modulatore, nonchè l'immagine irradiata. Il sistema di controllo del trasmettitore audio è del tipo comunemente usato, le alimentazioni per i vari stadi sono ammesse o tolte secondo una determinata sequenza di commutazione effettuata dal banco di controllo. Le intensità di corrente nei vari stadi di entrambi i trasmettori sono indicate da strumenti posti sul banco di controllo.

LA SALA DI TERMINAZIONE DELLA LINEA

Il segnale video è trasmesso dal Museum Exchange in Londra, alla Telephone House in Birmingham attraverso un ponte radio a onde ultra corte appositamente studiato. E' stato pure posato un cavo coassiale, per modo che sarà possibile convogliare i segnali video o attraverso il ponte radio o per cavo. In entrambi i casi i segnali sono trasmessi da Alexandra Palace al Museum Exchange e dalla Telephon House alla stazione trasmittente in Sutton Coldfield con cavo coassiale. In quest'ultimo tragitto la trasmissione avviene in un cavo con una subportante modulata dal segnale video; la sua rivelazione avviene nella sala di terminazione della linea alla stazione trasmittente, dopo di che esso viene inviato al modulatore attraverso la sala dei controlli. Il ponte radio e i cavi coassiali sono comandati da speciali dispositivi. La BBC ha istituito accuratissime prove e ha fatto

A destra: *Il traliccio provvisorio sostenente le antenne ricevente e trasmittente di una stazione ripetitrice. I riflettori parabolici sono in struttura tubolare leggera.*

Area di servizio della stazione di SuttonColdfield. La linea nera più marcata unisce i punti nei quali si prevede una intensità di campo di 5 mV/m, con antenna alta 30 piedi sul livello del suolo. La seconda linea indica una intensità di campo di 0,5 mV/m; la terza infine, più sottile, è il luogo dei punti nei quali si prevede una intensità di campo di circa 0,1 mV/m. Nell'area punteggiata la ricezione potrà essere soddisfacente solo in determinate favorevoli condizioni locali e potrà essere presente una certa percentuale di feding.

eseguire dai suoi tecnici specializzati misure quantitative sul ponte radio e sui cavi coassiali per assicurare che sia mantenuta pienamente l'alta definizione acconsentita dal sistema di trasmissione. Le apparecchiature relative a questi controlli comprendono un generatore di forme d'onda speciali di prova, come bande rettilinee o marchi, i segnali corrispondenti dei quali vengono trasmessi insieme con il segnale video principale, nonchè strumenti di grande precisione per la misura degli sfasamenti, tempi di ritardo, ecc. Nella sala della terminazione suddetta terminano pure le linee del canale audio che accompagna la visione, i telefoni, ecc.

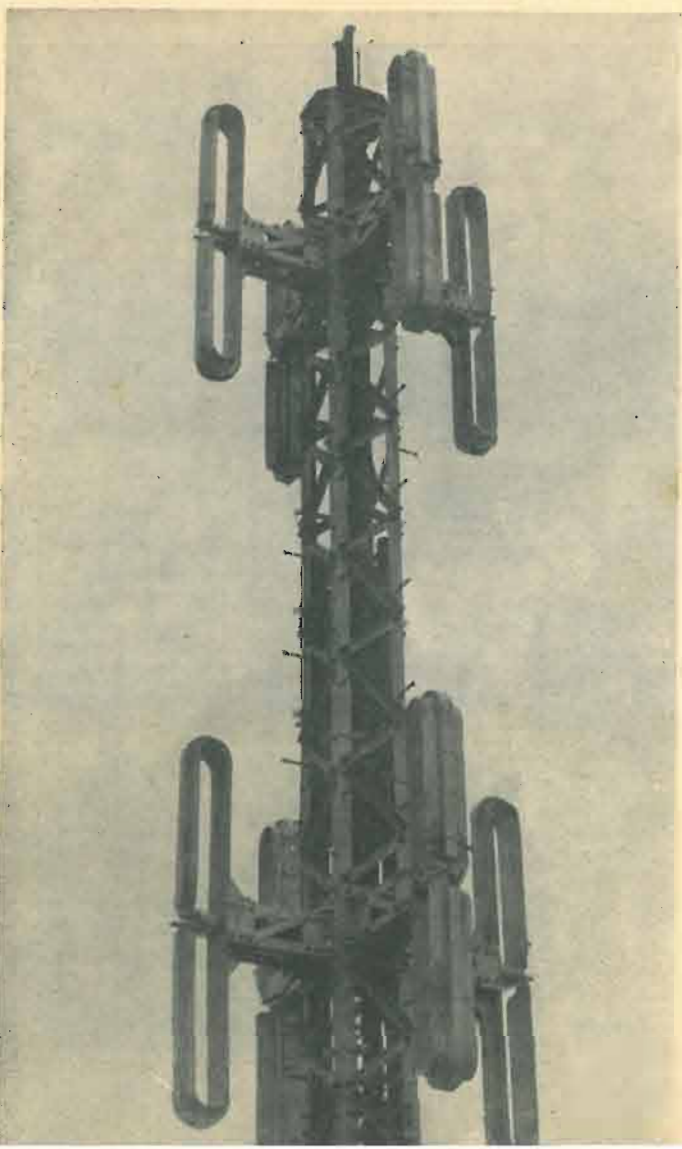
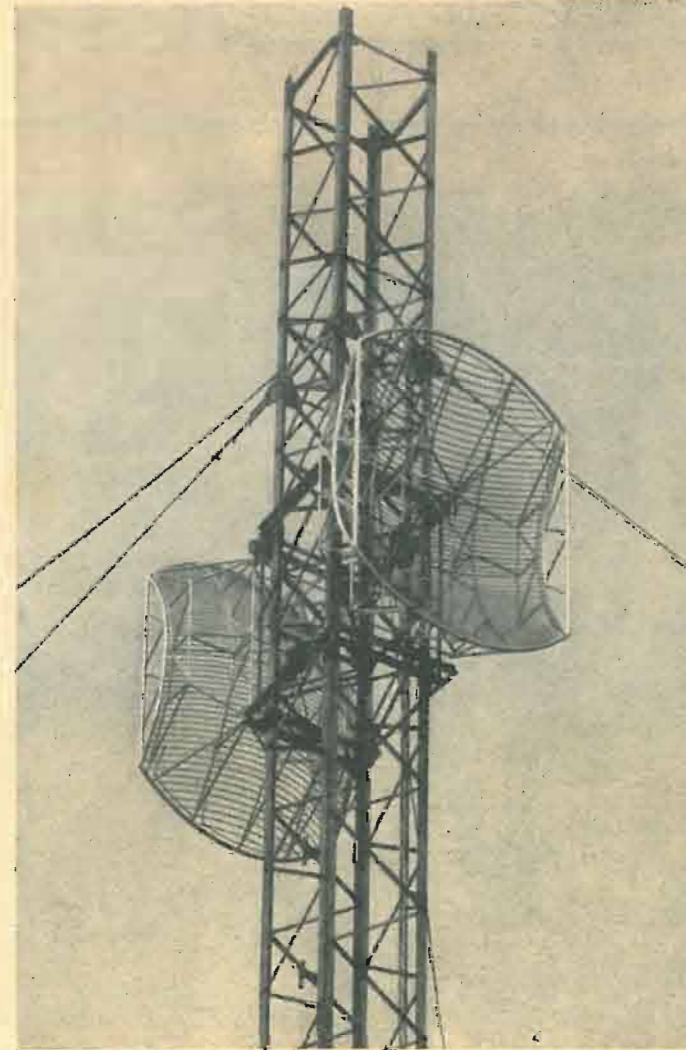
E' predisposta una sala per l'analisi televisiva di pellicole cinematografiche da trasmettere in caso di guasti al ponte radio o ai cavi coassiali provenienti da Alexandra Palace.

IL SISTEMA IRRADIANTE

Il sistema irradiante è unico per la visione e per il suono. L'aereo consiste in otto dipoli verticali ripiegati e installati in due gruppi identici disposti uno sopra l'altro, distanziati tra loro di circa una lunghezza d'onda. Ciascuno dei quattro dipoli nei due gruppi è montato da un lato del traliccio, essendo i dipoli sull'altro lato distanziati di circa due quinti di lunghezza d'onda. Il guadagno medio dell'antenna in direzione orizzontale è di circa 4 dB. I dipoli sono realizzati con profilati di acciaio trattato galvanicamente, di 254 mm e sono provvisti di riscaldatori elettrici, controlati dal basso, per la potenza di 7,5 KW allo scopo di evitare formazioni di ghiaccio. Questo aereo è opera dell'Engineering Research Departement della BBC unitamente alla Marconi's Wireless Telegraph Co.

LINEE DI ALIMENTAZIONE

Le linee di alimentazione sono di tipo coassiale con diametro esterno di 127 mm e con impedenza caratteristica di 50 ohm. Esse portano le uscite a RF dei trasmettitori video e audio alla sommità del tronco cilindrico del pennone. La

(continua a pagina 37)

RADIORICEVITORE AD ALTA FEDELTA'

A CINQUE TUBI E STADIO DI POTENZA A CONTROREAZIONE TOTALE

di GAETANO DALPANE

Come avevamo promesso, ecco la descrizione di un apparecchio a sole 5 valvole. I risultati conseguiti col primo apparecchio con uscita sul catodo, a 7 valvole, realizzato a suo tempo e descritto su questa rivista (Anno XXI, n. 7, luglio 1949, pag. 278 e seg.), indussero l'autore a studiare un apparecchio che pur avendo un costo modesto (pari circa a un buon normale a 5 valvole) conservasse il grande pregio dell'alta fedeltà di riproduzione acustica.

L'apparecchio in questione è stato realizzato dallo scrivente nell'aprile dello scorso anno. In seguito sono stati brevettati i circuiti BF e di potenza semplice e in controfase. Taluni di questi circuiti sono stati riportati sulle pagine di questa rivista (Anno XXI, n. 7, Luglio 1949, loc. cit. e Anno XXII, n. 1, Gennaio 1950, pag. 8).

Il tipo a 5 valvole che ora descriviamo ha dato risultati veramente eccezionali.

Le alte qualità elettro-acustiche ottenute con questi circuiti, il basso costo, la grande semplicità e la non indifferente potenza di uscita, sono requisiti che ben difficilmente si potranno raggiungere con circuiti normali con carico anodico.

Paragonati all'apparecchio a 7 valvole (molto più costoso e complesso) non si nota in pratica, alcuna differenza nelle qualità acustiche, salvo, beninteso, nella potenza di uscita.

Pieni di orchestra, suoni di strumenti a percussione, e in ogni caso molti suoni contemporanei, vengono riprodotti impeccabilmente conservando la loro naturalezza, il loro timbro tanto alle basse che alle alte frequenze, senza il solito frastuono caratteristico della normale riproduzione elettro-acustica.

Il coefficiente di smorzamento, come fu spiegato (*l'antenna*, Anno XXI, n. 7, luglio 1949, pag. 278 e seg.) raggiunge in questi circuiti valori di 10 e anche più, secondo il tipo di valvola usata e dell'impedenza di carico adottato in uscita.

In taluni casi (apparecchi ad alta potenza di uscita) si possono usare valvole di potenza in parallelo, tanto nei sistemi singoli che in controfase.

Quando si parla di smorzamento (espresso da un coefficiente dato da Z_c/R_i) è logico che si deve intendere anche accelerazione.

Così se all'entrata dell'amplificatore, ad esempio, viene inviata la forma d'onda data da uno strumento a percussione (gran cassa, triangolo, pianoforte, pizzicato ecc.) come è rappresentato in fig. 1 (supposta la forma sinoidale), la membrana dell'altoparlante (e le sue parti mobili) non raggiungerà al primo semiperiodo la massima ampiezza, come il segnale entrante, ma bensì dopo qualche periodo deformando completamente il suono risultante (come rappresentato in fig. 2).

Caratteristica del suono dato da questi strumenti è quella di raggiungere istantaneamente o quasi, la massima ampiezza del suono.

Si comprenderà facilmente che la distorsione mostrata in fig. 2 modificherà completamente la naturalezza e il suono caratteristico dato dallo strumento.

Tale distorsione si verifica naturalmente ad ogni aumento e ad ogni diminuzione dell'ampiezza della tensione entrante nell'amplificatore.

Più precisamente la velocità delle parti mobili del diffusore dinamico ha un valore definito (massa, forza data da I_{BM} e campo magnetico).

La distorsione transitoria che si verifica ad un'aumento di ampiezza, come sopra si è visto, dipende dall'accelerazione. Ad una istantanea caduta a zero della tensione nella bobina mobile, la velocità della membrana andrà a zero dopo un tempo *t*. Tale distorsione si verifica appunto perchè la massa vibrante non può essere uguale a zero.

Nel caso del circuito anodico di uscita (generatore ad alta resistenza) l'alimentazione dell'altoparlante è fatta *a corrente costante*, mentre nel caso dell'uscita sul catodo (generatore a bassissima resistenza) l'alimentazione è fatta a *tensione costante*, con che si ha anche il vantaggio che alla frequenza di risonanza (dove l'impedenza mozionale è alta) si ha un ottimo smorzamento.

Sopra ai 1000 Hz la corrente nella bobina mobile può essere tenuta costante facilmente dando all'amplificatore una curva di risposta adatta all'altoparlante usato (vedere fig. 4 e « *l'antenna* » Anno XXI, n. 7, Luglio 1949, loc. cit.), la disposizione circuitale del regolatore di fedeltà).

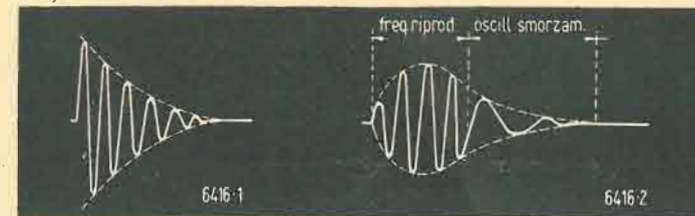
Passiamo ora a descrivere brevemente l'apparecchio, che, come si vede dallo schema di fig. 3 è a sole 5 valvole in tutto, raddrizzatrice compresa. Le valvole impiegate sono:

- 1 valv. ECH4 convertitrice di frequenza;
- 1 » ECH4 amplificatrice di MF (eptodo) e 1° stadio di BF (triodo);
- 1 » EBC3 rivelatrice, C.A.V. e 2° stadio di BF;
- 1 » 6L6 amplificatrice di potenza con uscita sul catodo (collegamento a triodo);
- 1 » 5V4 rettificatrice a riscaldamento indiretto.

La valvola convertitrice ECH4 funziona nel modo solito. Nella seconda ECH4 la sezione eptodo funziona da amplificatrice a MF.

La rivelazione e il controllo automatico di sensibilità vengono affidate al doppio diodo della valvola EBC3. Dal rivelatore di questa valvola il segnale BF, attraverso il potenziometro regolatore di volume, viene applicato alla griglia del triodo della ECH4 usato come 1° stadio di BF. Dalla placca viene trasferito, col sistema resistenza-capacità alla griglia del triodo EBC3. Sul circuito anodico di questa valvola trovasi inserito un trasformatore di BF (Philips, rapporto 1:3). Il secondario (alta impedenza) è collegato da un lato alla griglia della 6L6 che, come si è detto è usata come triodo; l'altro estremo del secondario è collegato al negativo di polarizzazione.

Si noterà come i negativi di polarizzazione di tutte le griglie siano ricavati da un partitore di tensione inserito sul *ritorno* anodico. In parallelo al partitore è pure inserita la bobina di eccitazione del diffusore elettrodinamico. Il valore ohmico di detta bobina si aggirerà sui 1200 ohm.

Il materiale impiegato non ha nulla di particolare, ed è stato usato materiale normale del commercio. L'altoparlante dovrà essere di buona qualità e di diametro preferibilmente non inferiore ai 25÷22 cm. Le parti che dovranno essere costruite o modificate sono:

Figg. 1 e 2 - A sinistra: forma della tensione entrante nell'amplificatore BF. A destra: forma della tensione all'uscita (altoparlante) dell'amplificatore BF.

1) Il trasformatore di alimentazione: richiede l'aggiunta di un'avvolgimento separato di accensione per il filamento della valvola 6L6 (6,3 V, 0,9 A). Il secondario AT deve dare circa 65 mA con 330+330 V.

2) Il trasformatore di uscita deve essere calcolato per un'impedenza primaria di 2500 ohm e quella secondaria adatta all'altoparlante usato.

Il calcolo dell'induttanza primaria, può essere fatto colla formula:

$$L = \frac{R_i \, N^2 \, R_s}{2 \pi f \, (R_i + N^2 R_s)}$$

in cui: R_i = resistenza interna dello stadio di potenza (250 ohm); N^2 = (rapporto spire)^2 ovvero rapporto di impedenze; R_s = impedenza al secondario (2,5 ohm).

Svolgendo il calcolo, l'induttanza L risulta eguale a circa 0,82 H.

Come si vede la R_i ha molta importanza agli effetti dell'induttanza che deve avere il primario per il taglio delle frequenze basse. Nel caso del carico anodico il trasformatore di uscita deve presentare un'impedenza di carico dato dal costruttore della valvola (5000÷7000 ohm) e chiudersi sulla resistenza interna della valvola (circa 50 kohm). E' evidente come sia difficile e costoso costruire un buon trasformatore con alta induttanza, e con alto rendimento. Nel caso invece dell'uscita sul catodo, l'induttanza può avere un basso valore, e il vantaggio è anche quello di poter realizzare un trasformatore economico, ma con ottime caratteristiche di adattamento per una perfetta risposta alle basse e alle alte frequenze e con alto rendimento elettrico.

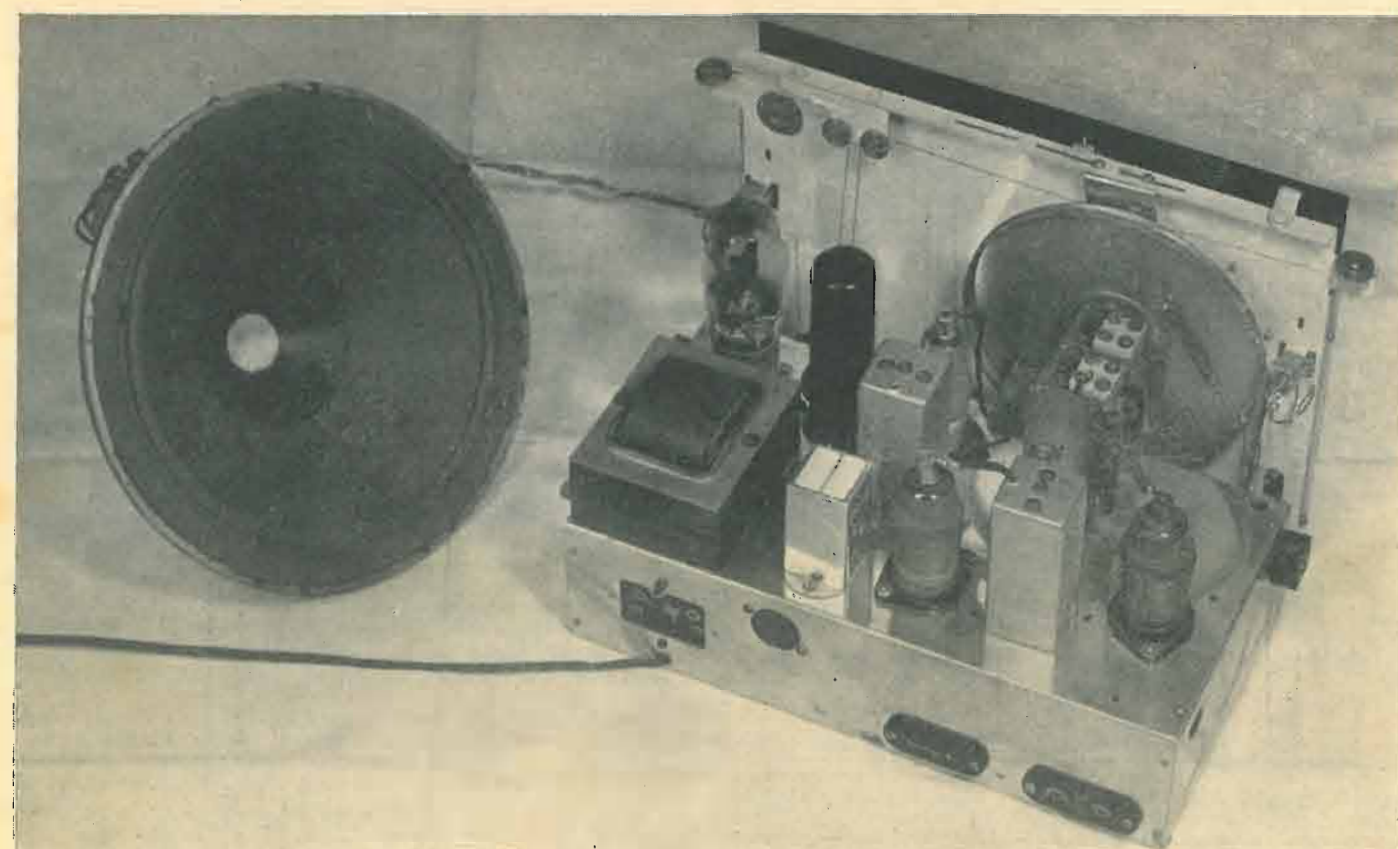
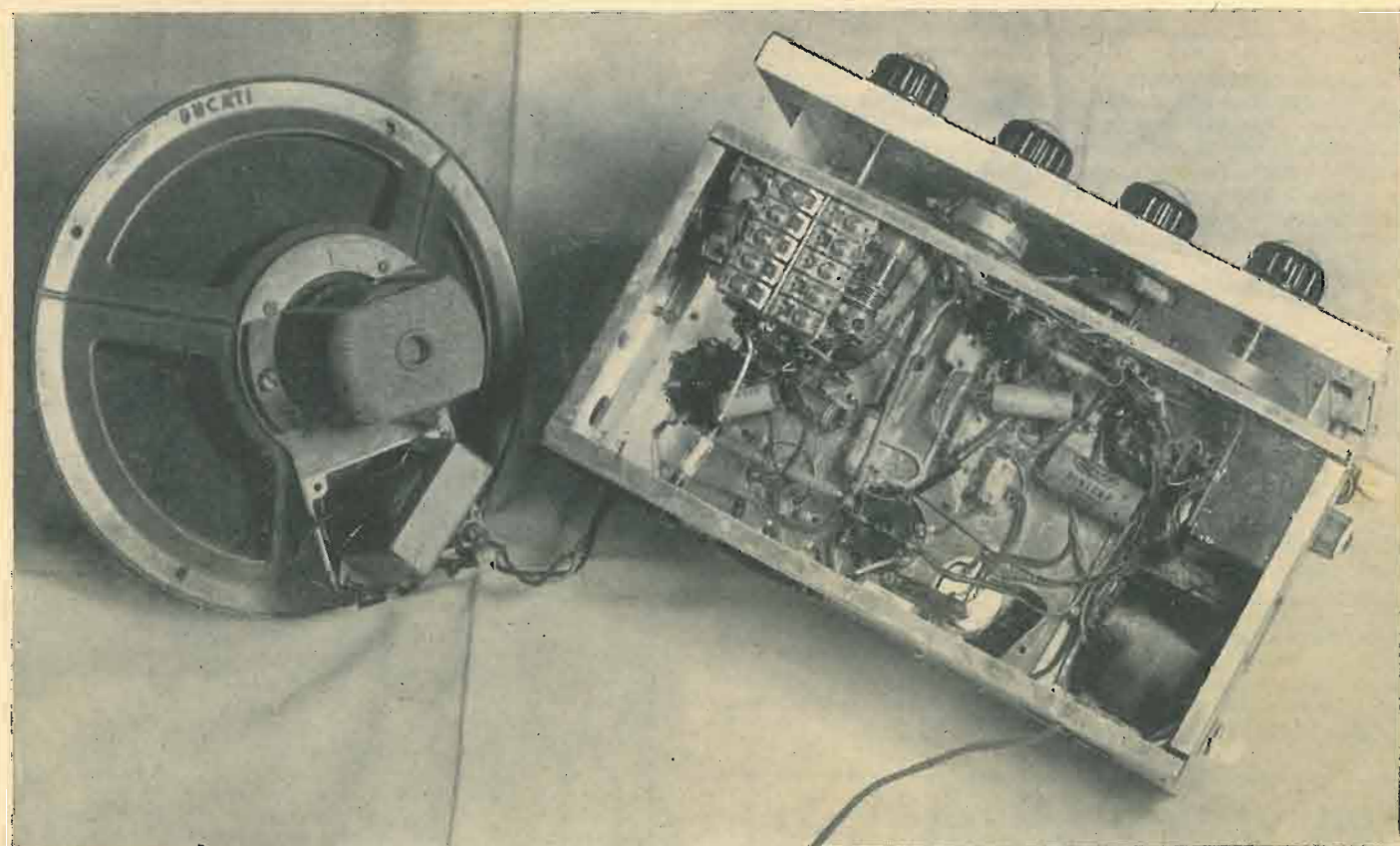
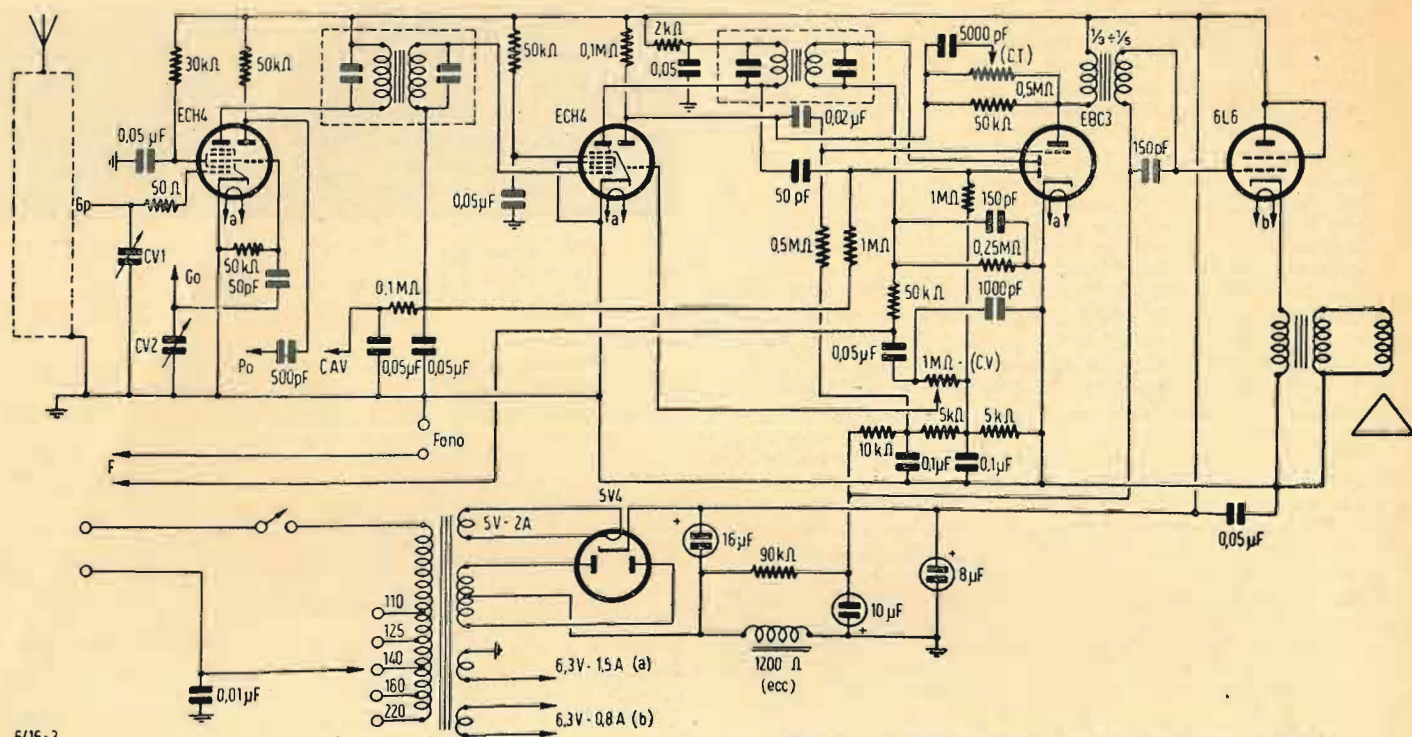



Fig. 3 - *Schema elettrico del radioricevitore a 5 tubi.*

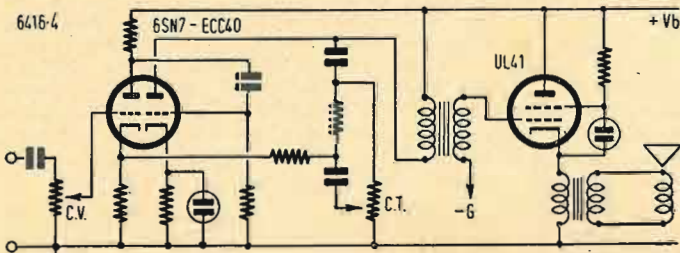



Fig. 4 - *Circuito con preamplificatore a doppio triodo in cascata. Da notare la disposizione del controllo di tonalità. (Per radioricevitore a 5 tubi).*

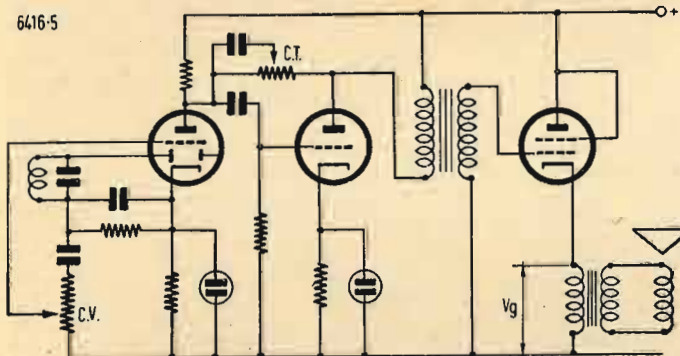



Fig. 5 - *Circuito con preamplificatore a due tubi in cascata. (Per radioricevitore a 6 tubi).*

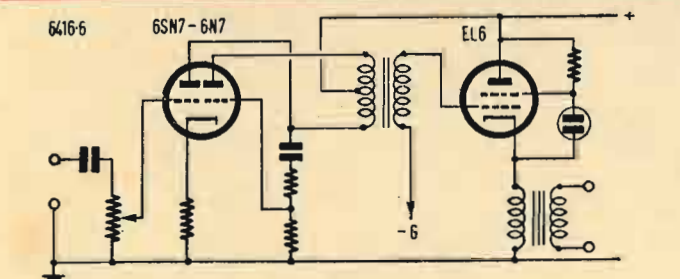



Fig. 6 - *Circuito con preamplificatore a doppio triodo invertitore e circuito anodico in controfase.*

Ritornando al nostro trasformatore abbiamo calcolato che l'induttanza primaria deve essere di circa 0,82 H.

Avvolgendo 1300 spire di filo avente il diametro di 0,25 mm per il primario su nucleo in *Fe-Si* colonna centrale 20×20 mm, l'induttanza è persino esuberante.

Le spire secondarie essendo $N = \sqrt{2500/2,5} = 31,6$ saranno: 1300/31,6 = 41 spire di filo da 1,2 mm di diametro.

Costruendo il trasformatore di uscita con questi dati, esso risulterà sufficientemente dimensionato anche per quanto riguarda la potenza di uscita.

Comunque, anche in commercio, esistono trasformatori adatti per un'impedenza primaria di 2500 ohm (per valvola 6L6).

Il coefficiente di smorzamento, come è stato descritto, per una impedenza di carico di 2500 (impedenza che si è considerata in questo caso ottima) risulta da $Z_c/R_i = 2500/250 = 10$.

Il trasformatore intervalvolare

Chi possiede un trasformatore intervalvolare come quello usato nell'apparecchio sperimentale potrà impiegarlo, certo di ottenere ottimi risultati, tanto più che è stata applicata una forte controreazione in modo molto semplice fra placca delle EBC3 e placca triodo ECH4. Anche il regolatore di fedeltà agisce sulla controreazione e risulta semplice ed efficacissimo.

In mancanza del trasformatore sopra descritto si potrà usare un trasformatore del commercio di buona qualità (Geloso N. 192). In tal caso può essere opportuno usare valvole di tipo diverso da quelle impiegate nell'apparecchio che abbiamo descritto.

E' stato, ad esempio, sperimentato il circuito seguente che descriviamo brevemente:

Primo stadio: ECH4; secondo stadio: EBF2; terzo stadio: valvola 6SN7 o 6N7 e le rimanenti solite. Dal rivelatore (valvola EBF2), la BF viene inviata alla griglia del primo triodo della 6N7 accoppiato a resistenza-capacità al secondo triodo della medesima valvola. A quest'ultimo triodo viene poi inserito sul circuito anodico un trasformatore normale rapporto 1:3÷1:5. Riportiamo in fig. 4 lo schema utilizzato per quanto riguarda la BF.

In un altro apparecchio, sempre di tipo sperimentale (fig. 5) è stata usata una valvola in più oltre alle solite. Dalla rivelatrice (diodo 6Q7) viene usato il triodo di detta valvola come preamplificatrice BF. Segue una 6C5 accoppiata alla valvola di potenza a mezzo del trasformatore BF. In tal modo vengono usate 6 valvole.

Invece della 6C5 può essere usata (vedi fig. 6) un doppio triodo (6SN7 oppure 6N7) invertitore di fase. Il circuito anodico è allora in controfase e il trasformatore BF (primario per push-pull) verrà collegato alle placche. Ciò sarà vantaggioso con nuclei ad alta permeabilità per l'annullamento del campo a c.c. e per avere la minima distorsione dallo stadio di BF a trasformatore.

Tutti questi circuiti hanno dato risultati molto buoni. Tali schemi sono comunque indicativi e i valori dei vari componenti dovranno essere scelti e sperimentati, specialmente per quanto riguarda le caratteristiche del trasformatore intervalvolare di BF.

Prima di chiudere queste note facciamo infine notare che è possibile realizzare amplificatori del tipo in parola (con uscita catodica) realizzando il preamplificatore con accoppiamento a resistenza-capacità. Siccome la tensione alternata da applicarsi alla griglia dello stadio di potenza deve essere molto elevata (superiore alla tensione di uscita sul carico) uno stadio a resistenza sarà in grado di dare una tensione sufficiente e indistorta solo se si dispone di una tensione anodica molto alta (400÷500 V). Se è vero che con tale circuito si risparmia il trasformatore intervalvolare, è altrettanto vero che l'alimentatore può risultare più costoso.

Comunque, se l'apparecchio fa uso di un altoparlante elettrodinamico la tensione a monte del filtro (filamento rettificatrice) può essere sufficientemente alta per essere impiegata per l'anodica del preamplificatore, previo un filtraggio semplice. Specie se detto preamplificatore è in controfase, tale soluzione può essere vantaggiosa per l'annullamento del ronzio dovuto all'alimentazione.

Bisogna infatti tenere presente che il preamplificatore richiede tensione anodica elevata e bassa corrente, mentre l'uscita sul catodo richiede una tensione anodica non alta, ma una forte corrente. Comunque nei circuiti esposti si è preferito usare l'accoppiamento a trasformatore, molto più opportuno per i normali apparecchi radio, tanto più che la contro-reazione permette l'uso di trasformatori di costo modesto e con ottimi risultati. Per amplificatori più complessi e di forte potenza, avendo a disposizione tensioni anodiche elevate, può essere vantaggioso l'accoppiamento a resistenza-capacità per quanto il risparmio non sia certamente notevole.

Inoltre in amplificatori di alta qualità con stadi in controfase, adottando il circuito BF descritto (*l'antenna*, Anno XXI, n. 7, Luglio 1949, loc. cit.) si sono ottenuti risultati veramente superiori. Il costo del trasformatore intervalvolare non incide certamente in misura apprezzabile ed è noto come il trasformatore intervalvolare sia usato in quasi tutti gli amplificatori di forte potenza.

Da quanto esposto più sopra risulterà evidente come la distorsione più difficile da eliminare si verifica nello stadio di potenza.

Di qui la necessità di controreazionare fortemente detto stadio, e ciò si può fare facilmente adottando l'uscita sul catodo, non essendovi alcun sfasamento fra il segnale di griglia applicato e quello di uscita. Col circuito anodico invece non è possibile giungere a forti percentuali di controreazione, vicine al 100% anche con molti accorgimenti: sfasamenti sempre presenti renderanno l'amplificatore instabile.

Si può affermare che, col circuito anodico di uscita, si potranno ottenere *compromessi* soddisfacenti, ma non una eliminazione totale delle distorsioni, appunto perchè non è totale la controreazione applicata. ●

UNA STAZIONE RADIOTRASMITTENTE DA 1000 CHILOWATT

La stazione radiotrasmittente più potente del mondo sarà tra poco costruita dalla Marina statunitense, secondo lo annuncio fatto dal Dipartimento della Difesa. Essa sarà situata a Jim Creek, nello stato di Washington sulla costa settentrionale del Pacifico e sarà destinata, grazie ai suoi 1000 kW di potenza, al collegamento con le unità della Marina e con le installazioni poste in tutto il bacino dell'Oceano Pacifico. La stazione è destinata principalmente alla trasmissione di notizie a carattere meteorologico. L'antenna sarà sospesa tra due picchi montani. ●

SUTTON COLDFIELD

(segue da pag. 33)

linea di alimentazione consta di varie sezioni di 365 cm, con giunto di espansione ogni 46 m circa, per compensare le variazioni di lunghezza imputabili a variazioni di temperatura. Aria secca è continuamente soffiata nella linea di alimentazione per evitare condensazioni. La linea di alimentazione termina con un dispositivo detto « diplexer », che combina i segnali RF video e audio. Dall'uscita del « diplexer » il segnale composto è inviato in cavo coassiale a due trasformatori per accoppiamento dissimmetrico-simmetrico al piede del traliccio metallico e quindi pervengono all'aereo vero e proprio attraverso due linee concentriche. Una di queste linee è collegata ai dipoli nord-sud di ciascun allineamento, l'altra è collegata ai dipoli est-ovest.

Le correnti dei segnali video nei dipoli nord, sud, est, e ovest in entrambi gli allineamenti sono sfasate di 0°, 90°, 180°, 270°. Analogamente le correnti dei segnali audio sono sfasate di 0°, 270°, 180°, 90°. In tal modo i quattro dipoli di ciascun allineamento sono alimentati con correnti progressivamente in quadratura, il senso di rotazione delle fasi essendo inverso per il video rispetto al suono. In confronto con il metodo diretto di alimentazione dei dipoli tutti in fase, questo metodo non solo aumenta il guadagno di potenza dell'aereo, ma fà sì che l'impedenza d'entrata rimanga più costante su tutta la gamma delle frequenze trasmesse. Infine esso consente l'impiego di un solo aereo; per la trasmissione della visione e del suono con loro minima interazione.

ALIMENTAZIONE DELLA STAZIONE

L'alimentazione della stazione è effettuata dalla British Electricity Authority a 11.000 V, in tre fase, 50 Hz con doppia linea che termina in apposita cabina. Nella sottostazione di trasformazione, la tensione viene ridotta a 415 V e viene distribuita dalla sala a bassa tensione nel fabbricato principale, ai trasmettitori e ai vari servizi ausiliari. Nella cabina sono installati due trasformatori, uno dei quali di riserva. I circuiti di controllo del trasmettitore funzionano a 50 V, questa tensione è ottenuta mediante raddrizzator metallici. L'illuminazione di emergenza, in caso di interruzione delle linee di alimentazione, è assicurata da una batteria a 240 V.

I segnali video irradiati da Sutton Coldfield sono conformi al standard adottato per il British Television Service, ossia a 25 quadri di 405 linee per secondo, ciascuno dei quali composto di due trame interallacciate di 202,5. La qualità delle immagini trasmesse non è in alcun modo deteriorata dal ponte radio e dai cavi coassiali fra Alexandra Palace e Sutton Coldfield, perciò gli utenti del Midland possono contare su spettacoli uguali sotto ogni riguardo a quelli usufruiti dagli utenti di Londra nell'area urbana.

La distanza alla quale si potrà ottenere una buona ricezione dei segnali trasmessi dalla stazione di Sutton Coldfield dipende da molti fattori, ben noti. Presenza o assenza di elevazioni del terreno, tra la stazione trasmittente e la ricevente, altezza dell'antenna ricevente, presenza e importanza di interferenze nelle immediate vicinanze del ricevitore, ecc. Comunque la portata dichiarata si aggira sugli 80 chilometri. ●

UNA PROPOSTA PER LA TELEVISIONE ITALIANA

Un progetto steso nelle sue linee generali è stato recentemente proposto per la sistemazione pratica di una rete di stazioni emittenti televisive. Accanto alla stazione di Torino-Eremo, destinata a servire ottimamente il Piemonte centrale, il progetto prevede l'installazione di una stazione trasmittente in una località a nord di Milano, destinata a coprire l'intera vallata del Po. L'emittente dovrebbe essere situata sulle Prealpi ad una quota di almeno 1000 m.s.m. Tra le località proposte, notevoli vantaggi offre il Campo dei Fiori (1200 m. circa) posto in posizione quanto mai indicata (in giornate serene è possibile la vista di tutto l'arco appennnico, del Duomo di Milano, del Torrazzo di Cremona, del San Gaudenzio di Novara e della Mole Antonelliana di Torino). Il Campo dei Fiori è allacciato a Varese da una comoda strada automobilistica e da un servizio tramviario e funicolare. Un'altra stazione emittente potrebbe essere collocata nei pressi di Portofino e sarebbe destinata al servizio di tutto il golfo di Genova; Roma e il golfo di Napoli potrebbero essere servite da altre stazioni locali. Dato l'andamento notevolmente accidentato del suolo, le stazioni citate potrebbero essere facilmente collegate con cavo hertziano. ●

La televisione australiana funzionerà a 625 linee. Secondo il progetto recentemente approvato dagli organi governativi, il servizio sarà alle dirette dipendenze dello Stato. Saranno costruite stazioni emittenti nelle capitali di ciascuno dei sei Stati australiani. E' anche previsto un successivo ampliamento del servizio. ●

SURPLUS... IL RICETRASMETTITORE BENDIX VHF SCR 522

(Parte seconda: IL TRASMETTITORE BC 625 A)

a cura di GERARDO GERARDI (i1PF)

Trasmettitore

Il trasmettitore, che prende il nome di BC 625 A, è rappresentato nello schema di fig. 1. Un rapido esame di esso ci rivela la sua semplicità, prerogativa indispensabile per ottenere: stabilità, sicurezza e rendimento. Come abbiamo detto esso è previsto per quattro canali (*A*, *B*, *C*, *D*) controllati a cristallo compresi nella gamma di 100 MHz a 156 MHz; 18ª armonica dei cristalli. Seguiamo i vari stadi:

1° Stadio: Oscillatore duplicatore

La valvola (VT198A) 6G6-G oscilla, controllata a cristallo, con un circuito, pur se modificato, Pierce. La sezione oscillatrice della valvola, catodo, g_1 e g_2, è accoppiata elettronicamente con la placca il cui circuito, 114-118, è accordato sulla seconda armonica del cristallo. Riteniamo di dover lavorare su 144 MHz (gamma dilettantistica) la frequenza del cristallo è data dalla seguente formula:

$$f_{xtal} = \frac{f \text{ lavoro in kHz}}{18} = \frac{144.000}{18} = 8.000 \text{ kHz (8 MHz)}$$

la frequenza sul circuito di placca è data da: $f_2 = 8$ MHz $\times 2 =$ 16 MHz.

2° Stadio: Triplicatore

La placca della oscillatrice duplicatrice è accoppiata allo stadio successivo a mezzo del condensatore 104 con in serie la resistenza 150 (antiparassitaria). In questo stadio è impiegata una (VT 134) 12A6 ed il suo circuito di placca è accordato sulla sesta armonica del cristallo, cioè triplica la frequenza d'uscita dello stadio precedente. Nel nostro caso abibamo: f_6 (uscita 2° stadio) = = 16 MHz × 3 = 48 MHz oppure: $f_6 = 8$ MHz × 6 = 48 MHz. La tensione di placca è applicata al centro della induttanza 119, in tal modo la tensione oscillante ai suoi capi è in corretta fase per potere eccitare lo stadio successivo in push-pull.

3° Stadio: Triplicatore

Una (VT118) 832 in push-pull è impiegata in questo stadio. Il suo circuito anodico è accordato sulla diciottesima armonica del cristallo, cioè triplica la frequenza d'uscita dello stadio precedente; seguendo il nostro esempio abbiamo: f_{18} (uscita 3° stadio) = 48 MHz × 3 = 144 MHz; oppure: $f_{18} = 8$ MHz × 18 = = 144 MHz. Abbiamo così ottenuto la frequenza di lavoro che ci eravamo prefissi e possiamo passare all'ultimo stadio.

4° Stadio: Finale di potenza

Anche in questo stadio è impiegata una valvola (VT 118) 832 in push-pull. Il circuito di placca è accordato sulla frequenza di lavoro, cioè sulla diciottesima armonica del cristallo, ed a mezzo di « link » variabile (semifisso) alla presa di antenna per cavo coassiale. L'impedenza caratteristica è di 50 ohm.

Modulatore

Come vediamo dallo schema risulta composto dalle seguenti parti principali: il trasformatore 158 per microfono o laringofono elettromagnetico aventi una impedenza di 250 ohm, dalla valvola (VT 199) 6SS7 amplificatrice di BF accoppiata a trasformatore (159) al push-pull finale di potenza composto di due (VT 134) 12A6 che modulano a mezzo del trasformatore di modulazione (160) la tensione continua degli anodi della 832 P.A.

Sintonia del trasmettitore

Un commutatore a 6 posizioni (157) accessibile dall'esterno a mezzo di manopola ad indice da: 1 a 6, serve per inserire un milliamperometro nei vari stadi durante l'operazione di sintonia. Lo strumento ha una sensibilità di 1 mA e viene innestato nell'apposita spina bipolare sistemata accanto al commutatore; le resistenze, 134, 135. 1, 135. 2, 148, shuntano lo strumento rispettivamente nelle posizioni: 1-2-3-4-5; la posizione 6 non è utilizzata. Nella posizione 4 viene indicata la corrente di RF dello stadio PA; a tale scopo provvede la valvola (VT 199) 6SS7 impiegata come diodo ed accoppiata alla bobina 121. Nella seguente Tabella IV indichiamo le letture facendo noto però che queste possono variare da un apparato all'altro e a secondo delle condizioni dell'apparato stesso.

TABELLA IV

Posizione del commutatore	Corrente dello stadio controllato	Lettura in [mA]
1	placca V2	50
2	placca V3	100
3	placca V4	100
4	RF (diodo)	1
5	ggl di V4	2
6	—	—

Per l'operazione di sintonia occorre manovrare i quattro dischi metallici con indice allineati sulla parte superiore; per far ciò si allenterà la farfalla di bloccaggio e si ruoterà il disco seguendo la massima sintonia dello strumento (sotto il disco è indicata la frequenza di lavoro molto approssimata e per tanto ci porteremo con l'indice verso quella che ci interessa). Fatto ciò si bloccherà la farfalla assicurandosi con piccoli forzati spostamenti che nel bloccare non si siano verificati spostamenti. I quattro dischi, visti con il commutatore a sei posizioni a sinistra, rispondono nell'ordine ai seguenti circuiti:

TABELLA V

1°	Condensatore variabile 114	Placca V1;
2°	Condensatore variabile 115	Placca V2;
3°	Condensatore variabile 116	Placca V3;
4°	Condensatore variabile 117	Placca V4.

L'operazione va ripetuta per ogni canale utilizzato con analogo procedimento.

Molto comodo riesce far uso di un misuratore di campo ed in tal caso si terrà il commutatore in posizione 6.

Su di un apparato efficientissimo preso come campione abbiamo letto con un voltmetro 1000 ohm per volt le seguenti tensioni riportate in Tabella VI:

TABELLA VI

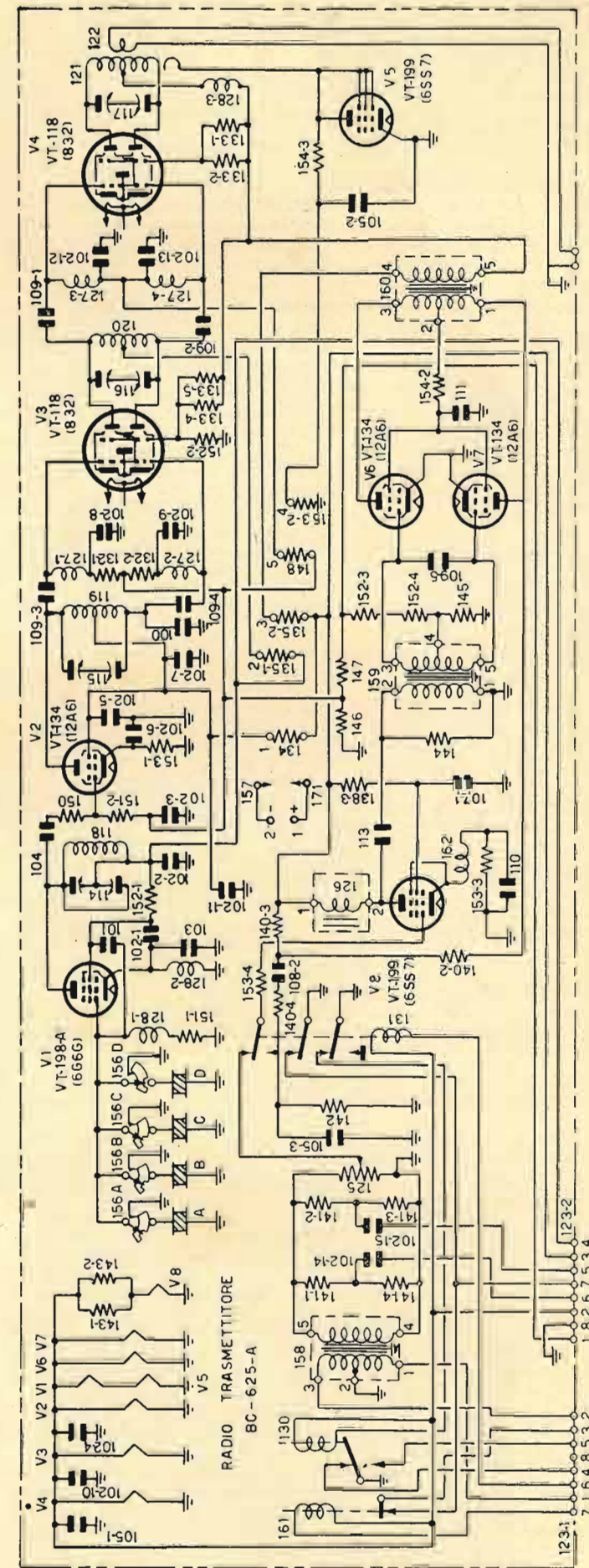
Valvole	Placca	g2	gl, gl	Catodo	Fil.	Fil.	g3
V3	300	150	—57/—80	0	12,5	6,4	—
V4	285	160	—52/—52	0	12,5	6,4	—
V1	300	157	—29	—	12,5	6,5	0,75
V2	300	280	—40	40	12,5	—	—
V8	288	40	—	2,2	6,5	—	2,2
V6	290	265	—13,5	0	12,5	—	—
V7	290	265	—13,5	0	12,5	—	—
V5	—2,4	—2,4	—2,4	0	6,5	—	—2,4

Nella fig. 2 sono riportate le connessioni dei vari elettrodi delle valvole agli zoccoli.

Descrizione, valori e caratteristiche dei singoli componenti

Il primo numero si riferisce allo schema ed è segnato sull'apparato su di ogni parte o accanto ad essa. Per comodità abbiamo usato le seguenti abbreviazioni: *C* = condensatore fisso; *Cv* = condensatore variabile; *Cs* = condensatore semifisso; *R* = resistenza; *Rv* = resistenza variabile; *L* = induttanza; *Z* = impedenza d'arresto; *V* = valvola; *T* = trasformatore.

100 — *C* = 15 pF, 500 V, di bilanciamento (non usato in tutti i trasmettitori);
101 — *C* = 10 pF, 500 V, di reazione (ceramica);
102 1 — *C* = 0,006 mF, 300 V, accoppiamento g_2 oscillatrice;
102 2 — *C* = 102 1, di fuga placca oscillatrice;
102 3 — *C* = 102 1, di fuga griglia V2;
102 4 — *C* = 102 1, di fuga filamento V2;
102 5 — *C* = 102 1, di fuga g_2 di V2;
102 6 — *C* = 102 1, di fuga catodo di V2;
102 7 — *C* = 102 1, di fuga placca V2;
102 8 — *C* = 102 1, di fuga g_1 di V3;
102 9 — *C* = 102 1, di fuga g_1 di V3;
102 10 — *C* = 102 1, di fuga filamento di V3;
102 11 — *C* = 102 1, di fuga shunt dello strumento;
102 12 — *C* = 102 1, di fuga g_1 di V4;
102 13 — *C* = 102 1, di fuga g_1 di V4;
102 14 — *C* = 102 1, di bloccaggio nel ponte;
102 15 — *C* = 102 1, di bloccaggio nel ponte;
103 — *C* = 50 pF, 550 V, di fuga catodo oscillatrice (mica argentata);
104 — *C* = 100 pF, 500 V, di accoppiamento (ceramica);
105 1 — *C* = 0,001 mF, 500 V, di fuga filamento di V4, mica;
105 2 — *C* = 105 1, di fuga di V5;
105 3 — *C* = 105 1, di fuga griglia di V8;
105 4 — *C* = 105 1, di fuga shunt dello strumento;
106 — *C* = 2000 pF, 800 V, di fuga di V4, mica (non impiegato in tutti i trasmettitori);
107 1 — *C* = 0,1 mF, 400 V, di fuga g_2 di V8;
108 2 — *C* = 1000 pF, 500 V, di tono;
109 1 — *C* = 20 pF, 500 V, di accoppiamento;
109 2 — *C* = 109 1, di accoppiamento;
109 3 — *C* = 109 1, di accoppiamento;
109 4 — *C* = 109 1, di accoppiamento;
109 5 — *C* = 109 1, di fuga alte frequenze;
110 — *C* = 1 mF, 100 V, di fuga catodo V8;
111 — *C* = 0,5 mF, 400 V, di fuga g_2 modul.;
113 — *C* = 3000 pF, 500 V, di bloccaggio placca V8;
114 — *Cv* con statori in parallelo = capacità minima 11 pF, massima 65,5 pF, di sintonia placca V1;
115 — *Cv* con statori in serie = capacità minima 3,5 pF, massima 27 pF, di sintonia placca V2;
116 — *Cv* con statori in serie = capacità minima 3 pF, massima 16,5 pF, di sintonia placca V3;
117 — *Cv* con statori in serie = capacità minima 2,8 pF, massima 11 pF, di sintonia placca V4;
118 — *L* = 9,5 spire filo smaltato ∅ 5/10, di sintonia placca di V1;
119 — *L* = 15 spire di filo argentato ∅ 25/10 con presa a 7 spire, di sintonia placca di V2;
120 — *L* = lineare di filo argentato ∅ 25/10, di sintonia placca di V3;
121 — *L* = 4 spire con spaziatura al centro (2 più 2) di filo argentato ∅ 25/10, di sintonia V4;
122 — *L* = 3 spire filo argentato ∅ 25/10, per accoppiamento di antenna (link);
123 1 — Presa a 8 contatti maschi per collegamento al rack;
123 2 — Presa a 8 contatti maschi per collegamento al rack;
125 — *Rv* = potenziometro da 1 Mohm, per il controllo di volume;
126 — *Z* di BF = 430 H, 0,001 A, 5000 ohm; di placca V8;
127 1 — *Z* di AF = 1 A, metri 2,5 filo tipo ZO, choke g_1 di V3;
127 2 — *Z* = 127 1, choke g_1 di V3;
127 3 — *Z* = 127 1, choke g_1 di V4;
127 4 — *Z* = 127 1, choke g_1 di V4;
128 1 — *Z* di AF = 2,5 mH, 125 mA, 50 ohm, 1 pF, choke g_1 di V1;
128 2 — *Z* = 128 1, choke catodo di V1;
128 3 — *Z* = 128 1, choke catodo di V4;
130 — Relè 12 V, 200 ohm (0,2 secondi di scatto, serve per particolari usi che esulano dal nostro interesse);
131 — Relè 12 V, 200 ohm;
132 1 — *R* = 25 kohm, 1 W, polarizzazione g_1 di V3;
132 2 — *R* = 132 1, di polarizzazione g_1 di V3;
133 1 — *R* = 40 kohm, 1 W, di alimentazione g_2 di V4;
133 2 — *R* = 133 1, di alimentazione g_2 di V4;
133 4 — *R* = 133 1, partitore di tensione;
133 5 — *R* = 133 1, partitore di tensione;
134 — *R* = 1,53 ohm, shunt;
135 1 — *R* = 0,76 ohm, shunt;
135 2 — *R* = 135 1, shunt;
138 3 — *R* = 1 Mohm, 1 W, alimentazione g_2 di V8;
140 2 — *R* = 0,5 Mohm, 1 W, partitore per il tono;
140 3 — *R* = 140 2, per il tono;
140 4 — *R* = 140 2, per il tono;
141 1 — *R* = 1 Mohm, ½ W, ingresso del ponte;
141 2 — *R* = 141 1, ingresso del ponte;
141 3 — *R* = 141 1, ingresso del ponte;
141 4 — *R* = 141 1, ingresso del ponte;
142 — *R* = 5 kohm, 1 W, polarizzazione di V8;
143 1 — *R* = 82 ohm, 1 W, di alimentazione filamento di V8;
143 2 — *R* = 143 1, di alimentazione filamento di V8;
144 — *R* = 250 kohm, ½ W, carico placca V8;
145 — *R* = 15 kohm, 1 W, partitore polarizzazione modul.;
146 — *R* = 6 kohm, 1 W, partitore;
147 — *R* = 18 kohm, 1 W, partitore;
148 — *R* = 75 ohm, 1 W, shunt;
150 — *R* = 50 ohm, 1 W, accoppiamento (antiparassitaria);
151 1 — *R* = 50 kohm, 1 W, polarizzazione g_1 di V1;

(segue a pagina 42)

Schema completo del trasmettitore BC625A. Questo trasmettitore fa parte, come è noto, del ricetrasmettitore Bendix VHF SCR522, di cui abbiamo iniziato la descrizione nel fascicolo scorso.

COSTRUIAMOCI UN'AUTORADIO

di GIAN DALLA FAVERA

Prima di iniziare un montaggio del genere, è bene tener presente alcuni particolari. Innanzitutto si pensi al sistema captante (antenna), e al sistema di alimentazione anodica del ricevitore (survoltore). Vediamo quindi che non ci troviamo nelle migliori condizioni di funzionamento, quali sono le normali di un ricevitore domestico. Per avvicinarci maggiormente alla normalità, non basta vedere che nel progetto i calcoli filano. Bisogna realizzare l'apparecchio con materiale di sicuro funzionamento e della migliore qualità. In poche parole: materiale nuovo e niente badare ad economie, se si vogliono ottenere risultati soddisfacenti.

Fig. 1 - *Striscia da 6 cm. porta scala, potenziometro e asse di comando della puleggia di sintonia, fissata tra il variabile e il telaio.*

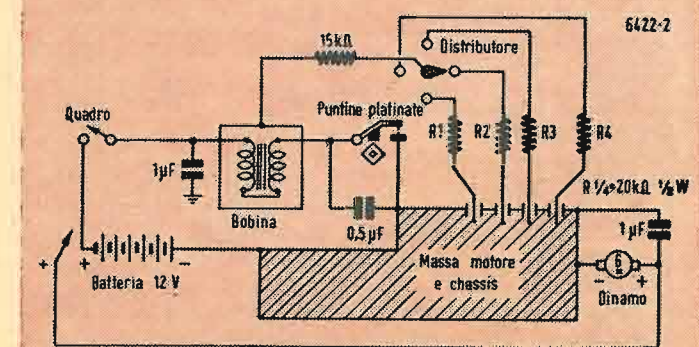



Fig. 2 - *Silenziamento dei disturbi prodotti dal motore.*

Tenute presenti queste cose, vediamo che, in fondo, non c'è bisogno di preamplificare la corrente di antenna, con notevole risparmio di materiale e di spazio per la realizzazione pratica. Ma si è fatto uso di ottime valvole Philips, serie rossa, che danno una resa veramente ottima sotto ogni punto di vista. Si può ricorrere anche alle normali valvole metalliche, sempre per risparmiare la seccatura di montare gli schermi metallici. In tal caso, consiglio di usare come convertitrice la 6K8, avente caratteristiche che si avvicinano di molto a quelle della ECH4.

Il gruppo di alta frequenza, è il Geloso 1961, a quattro gamme d'onda, mentre i condensatori variabili, della stessa fabbrica, hanno la sigla 783, e sono suddivisi per la gamma onde corte e onde medie. La loro capacità è di 345+75 pF per sezione, naturalmente montati su supporto ceramico.

Le medie frequenze sono invece Corti, a nucleo ferromagnetico regolabile, a 467 kHz. L'altoparlante è il solito Alnico, di piccole dimensioni, che nonostante tutto ha una portata sufficiente per la 6V6. Bobina mobile di 2,5 ohm di impedenza al secondario.

Fig. 3 - *Piano di foratura del telaio.*

Il circuito è normale: lo stadio finale è opportunamente controreazionato, prestandosi ad una ottima resa sia per i picchi a nota alta che per le note basse, senza distorsione di sorta.

I filamenti son posti in serie: poichè la 6V6 e la ECH4 non hanno le stesse correnti di accensione, si è provveduto il filamento della convertitrice di uno shunt opportuno, in parallelo, ottenuto dalla solita formula.

Poichè il filamento della 6V6 ha una resistenza di 14 ohm ($R = E/I$), e quello della ECH4 ha invece la resistenza di 18 ohm, otteniamo un totale di 63 ohm, che è il valore ohmico della resistenza da porre in parallelo alla prima valvola, affinchè pure essa sia percorsa da una tensione di 6 V.

Tutti i catodi sono polarizzati. Si sarebbe potuto polarizzare tanto la convertitrice che l'amplificatrice in media frequenza con una unica resistenza di 160 ohm e una capacità di 0,1 microfarad. Altrettanto dicasi per le griglie schermo delle due valvole: che avrebbero potuto esser alimentate da un'unica resistenza di 25.000 ohm, 2 W. Ho voluto provvedere ad alimentazione separata e quindi anche polarizzazione, per ottenerne una massima discriminazione dei due circuiti, evitando effetti di accoppiamento ed altre grane del genere, a tutto vantaggio della sensibilità specialmente, e della selettività.

Lo stadio finale di amplificazione (valvola 6V6) è controreazionato, come abbiamo visto precedentemente. Quindi non ci sarebbe bisogno del condensatore catodico di 25 microfarad, 50 V lavoro. Ho però trovato, sempre per via sperimentale di messa a punto, che la resa di bassa frequenza aumenta in modo sensibile con la presenza del condensatore suddetto, anzichè in assenza di esso. Non ho notate distorsioni nè con questo condensatore nè senza: però qualora il circuito tentasse a distorgere, usando magari altro tipo di altoparlante, si potrà eliminare l'inconveniente mettendo a massa un capo della fonica e l'altro capo unendolo a valle della resistenza da 3500 ohm del catodo della rivelatrice, attraverso un condensatore da 20-25.000 pF e una resistenza di 10÷15.000 ohm. Il capo della resistenza del catodo della EBC3 andrà quindi a sua volta a massa, attraverso una resistenza di circa 300 ohm.

L'antenna sarà fissata nella parte esterna della carrozzeria, e il filo adduttore all'apparecchio sarà opportunamente schermato.

Ben schermati dovranno pure essere i cavi che dall'apparecchio portano al survoltore, all'altoparlante e alla fonica. E pure schermato sarà il filo di entrata, che porta la tensione a 12 V, della batteria. Non si usi in via assoluta quale cavo negativo la calza schermante del conduttore. Essa non assicura mai un ottimo contatto, e si riscalderebbe certamente, come è capitato al sottoscritto. Poichè il consumo totale dell'apparecchio si aggira sui 4 A circa, si cerchi di usare filo di dimensioni opportune per quanto riguarda l'alimentazione generale a 12 V.

Le saldature sieno ben sicure: i capofili vengano ben puliti e quindi immersi in pasta salda, e mai in acido. Sembra una fesseria che farà ridere i più: però son sicuro che, certe cose, per quanto sien ripetute, non lo sono mai sufficientemente. E si tenga conto degli isolamenti nella bassa tensione: un filo spelato, o soggetto a spelarsi per i movimenti del veicolo, potrebbe procurare seri guai. La batteria della macchina può dare una corrente di almeno 40 A per un'ora...! E' quindi una cosa seria se succede qualche corto, poichè un incendio non tarderebbe a manifestarsi!

Ed ora che abbiamo visto il circuito, in sè stesso, veniamo al sistema di costruzione.

Interessa più che altro un minimo ingombro. Vediamo quindi di fare una costruzione più che mai compatta e solida nello stesso tempo.

Una lastra di alluminio, delle dimensioni di 28×24 cm dello spessore di 1 mm verrà piegata come da fig. 3, e opportunamente forata per allogare gli zoccoli portavalvole e le medie frequenze. Verranno quindi fatti i fori di 4 mm per le viti di sostegno del variabile, che va montato verticalmente dal lato sinistro, immediatamente sopra al gruppo di alta frequenza.

Il lato su cui verrà montato il gruppo, andrà opportunamente forato con 19 fori, come dal piano di foratura, di cui ogni gruppo è munito, quando viene acquistato. I lembi piegati, andranno fissati tra di loro per mezzo di ribattini in alluminio.

Una volta costruito lo chassis vero e proprio, si inizia la fase di montaggio dei vari pezzi. Prima gli zoccoli, poi le medie frequenze quindi il variabile, e, da ultimo, il gruppo di alta frequenza.

I bulloncini di quattro millimetri saranno muniti di rondella grover, per evitare che con gli scuotimenti abbiano ad allentarsi. Non si dimentichi, tra il variabile e il telaio di allogare assieme alle viti, delle ranelle di gomma; evitano microfonicità durante il funzionamento dell'apparecchio, specie nella ricezione delle onde corte.

Una volta montati i vari pezzi, con i dovuti accorgimenti fin qui accennati, si ritagli una striscia di alluminio di un millimetro, delle seguenti dimensioni: 35×6 cm. Essa verrà piegata a 90° a 11 cm dall'inizio. Da questo punto verranno misurati altri 21 cm, quindi nuova piega ad angolo retto. Da qui, dopo due centimetri, altra piega ad angolo. Rimarrà un bordo di 1 cm.

La sagoma che verrà ad assumere la striscia è riportata in fig. 1. Dal lato in cui rimane lo spazio di 1 cm verrà fissata al variabile, mentre dall'altro lato, con due viti autofilettanti, sarà fissata al telaio, nell'apposito bordo precedentemente lasciato. All'asse del variabile sarà applicata una puleggia di 5 cm di diametro. La lastra, avrà la finestra di 3×10 cm alla quale verrà applicata una lastrina di celluloide, su cui verranno segnate le stazioni, con un colore a base di acido acetico e blu di metile, oppure rosso a seconda dei colori che si vogliono ottenere. Al lato opposto del variabile, sulla lastra di alluminio si può fissare il potenziometro, e, immediatamente sopra di esso, l'asse che comanda la puleggia del variabile per mezzo di una funicella.

Ed ora si inizino i collegamenti, procedendo con ordine e accuratezza. (Attenzione alle saldature!) Si cominci dai filamenti, quindi le polarizzazioni, e via via, prima l'alta tensione, poi i collegamenti del variabile e infine il gruppo di alta frequenza. Sulla piastrina di quest'ultimo, i collegamenti relativi ai numeri 1-3-8 e 10 rimarranno liberi, non essendo l'apparecchio provvisto di presa per il fono.

Terminata anche questa fase di montaggio, si faccia una buona verifica dell'esattezza delle connessioni. Le masse saranno derivate con criterio: ad esempio, il negativo del condensatore del CAV, sarà sulla stessa massa del variabile, ecc. Anche queste cose hanno la loro importanza, per un ottimo rendimento del ricevitore.

Fig. 5 - *Schema dell'accensione in serie dei filamenti e delle lampade spia.*

Il gruppo survoltore è il N. 1470 della Geloso di Milano, erogante una tensione di 260 V a 60 mA, ed è montato, assieme all'altoparlante, in un piccolo scatolino di alluminio, ben chiuso per la schermatura.

Il cavo di alimentazione dell'apparecchio, sarà munito di una presa a 5 piedini, che si può benissimo ottenere da uno zoccolo americano o europeo, tolto da una valvola scassata. Un altro zoccolo portavalvola sarà montato sulla scatola dell'altoparlante contenente anche il survoltore, per connettere la fonica, la massa, l'alta tensione e i 12 V del survoltore in parola.

Ed ora, forniti di una buona batteria, proviamo l'apparecchio. Innanzitutto montiamo le valvole, e colleghiamo il negativo e il positivo all'accumulatore. Portiamo l'oscillatore modulato a 467 kHz, e tariamo la seconda media frequenza, dopo aver staccato il cappuccio della EF9, fino ad aver ottenuta in altoparlante la massima intensità di segnale. Passiamo quindi alla prima, con lo stesso sistema.

Durante l'operazione il variabile dovrà essere tutto aperto, e il volume al massimo. Nella placchetta del gruppo RF è indicata la taratura sia dell'accordo che dell'eterodina, quindi è inutile riportarla qui.

Si colleghi al cavo schermato dell'antenna un filo di non più di un metro di lunghezza, e quindi si ritocchi per la massima uscita.

Il ricevitore andrà quindi montato in una scatola di alluminio, a cui ognuno può dare la forma meno ingombrante e che crede più opportuna. A titolo di cronaca, dirò che io l'ho messo in una scatola di biscotti, di lamiera, opportunamente sagomata...!

Fig. 4 - *Schema generale del ricevitore.*

Infine, montiamo l'apparecchio nell'automobile, sotto il cruscotto. Si cercherà il punto meno ingombrante, che varia a seconda del tipo di macchina. Io l'ho montato in una Topolino, vecchio tipo, e ci stava ottimamente.

Ora non rimane che eliminare i disturbi prodotti dalla dinamo e dallo spinterogeno del motore. Lo schema indica chiaramente il procedimento da seguire, e che rende assolutamente priva di disturbi la ricezione.

Ricordo che il materiale necessario per questo si trova in commercio, assieme all'antennino a stilo.

Chi non riuscisse nella costruzione e gradisse schiarimenti in merito, non farà che richiederli al sottoscritto, attraverso la direzione della Rivista. Sarò ben lieto di fornirli a chiunque, come del resto sarò lieto di conoscere eventuali modifiche o migliorie apportate dai Lettori.

ESAME DEGLI SPECCHI DESTINATI ALLA TELEVISIONE PER PROIEZIONE

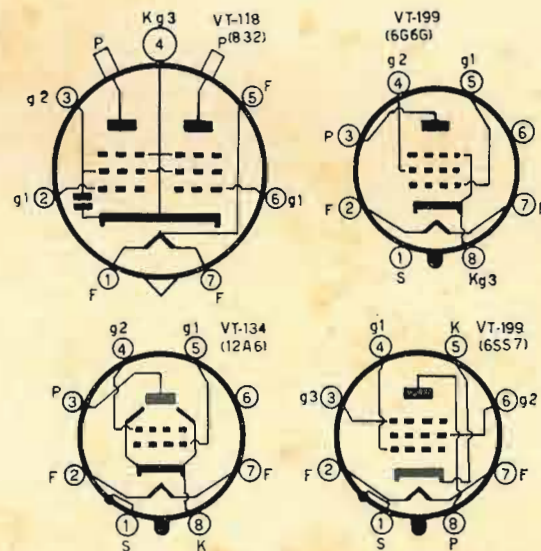
La qualità degli specchi concavi facenti parte dei dispositivi ottici di Schmidt per la riproduzione di immagini televisive su grandi schermi deve essere soggetta a lunghe e delicate operazioni di esame da parte di personale specializzato. La fotografia riportata mostra appunto una fase di questa serie di operazioni nei Philips Laboratories, Inc. U.S.A.

Un'immagine reale, impicc'olita, di una piccola lampada a corpo incandescente puntiforme situata nel tubo verticale laterale, viene formata esattamente nel centro di curvatura dello specchio concavo sferico da esaminare.

L'immagine di questa sorgente luminosa puntiforme data dallo specchio concavo è esaminata mediante un microscopio. I difetti dello specchio vengono rivelati dall'astigmatismo, dalle dimensioni troppo grandi o da una distribuzione anormale della luce nell'immagine osservata. Per evitare che agli eventuali difetti dello specchio si sovrappongano le aberrazioni naturali che anche uno specchio concavo ideale presenta allorchè l'oggetto da esaminare non si trova esattamente nel centro di curvatura, è assolutamente indispensabile portare l'immagine della sorgente luminosa a coincidere con tale punto. La caratteristica più saliente del dispositivo illustrato è appunto quella di compiere automaticamente tale operazione quando si effettuano le regolazioni necessarie per rendere l'immagine osservata la più netta possibile. (Revue Technique Philips)

SURPLUS...

(segue da pag.39)

151 2 R = 151 1, polarizzazione g_1 di V2;
152 1 R = 50 kohm, 1 W, di alimentazione g_2 di V1;
152 3 R = 152 1, di alimentazione g_2 di V3;
152 3 R = 152 1, partitore polarizzazione delle modulatrici;
152 4 R = 152 1, partitore polarizzazione delle modulatrici;
153 1 R = 2 kohm, 1 W, catodo di V2;
153 2 R = 153 1, shunt indicatore di RF;
153 3 R = 153 1, catodo di V8;
153 4 R = 153 1, g_3 di V8;
154 1 R = 5 kohm, 1 W, di alimentazione g_2 di V2;
154 2 R = 154 1, di alimentazione g_2 delle modulatrici;
154 3 R = 154 1, di carico per l'indicatrice di RF;
156A, 156B, 156C, 156D = Commutatore dei cristalli per i quattro canali;

157 Commutatore a 6 posizioni per lo strumento;
158 T = primario 5,2 ohm con presa centrale; secondario 4 kohm; rapporto 1:45,7; impedenze: primario 200 ohm, secondario 420 kohm per microfono;
159 T = primario 1050 ohm, impedenza 125 kohm con presa centrale, rapporto 1:2; secondario 2750 ohm, impedenza 500 kohm, intervalvolare.
160 T = primario 690 ohm, impedenza 22 kohm, rapporto 2:1; secondario 170 ohm, impedenza 5,5 kohm; primario con presa centrale, di modulazione;
161 Relé 200 ohm chiuso in trasmissione;
162 Z di RF = 38 spire filo smaltato, ⌀ 3,2/10; questo choke sul catodo di V8 è impiegato su quasi tutti i modelli.

(Gli asterischi segnati nello schema di figura 1 sono stati trattati nella descrizione del materiale).

Diamo ora i particolari che ci interessano relativi ai contatti delle spine 123 1 e 123 2 che collegano il trasmettitore al rack.

PRESA 123 1:
N. 7 Trasmissione comando relé 161;
» 1 Microfono;
» 6 Relè contattore 131;
» 4 (Dispositivo per speciale servizio non interessato alla nostra descrizione);
» 8 Libero;
» 5 (Come per il 4);
» 3 Trasmissione (dal commutatore sul quadretto di controllo);
» 2 Microfono.

PRESA 123 2:
N. 1 — 150 V (negativo);
» 8 Massa;
» 2 13 V (positivo);
» 6 Tono;
» 7 Trasmissione;
» 5 Tono;
» 3 300 V (positivo);
» 4 300 V (positivo).

Abbiamo con questo esaurito il nostro argomento sul trasmettitore e ritorneremo su di esso nel capitolo che tratterà le modifiche. Per qualche altro particolare che abbiamo omesso, o volontariamente o per errore, preghiamo di scriverci direttamente: sarà nostra cura potere soddisfare gli interessati. (*Continua*).

rassegna della stampa

ABACO PER LA DETERMINAZIONE DELLA LARGHEZZA DI BANDA DEI TRASFERITORI CATODICI

a cura di RAUL BIANCHERI

Electronics

Questo abaco dà la frequenza superiore a cui si ha una attenuazione di 3 dB rispetto alla risposta ottenuta per le frequenze più basse. Il « cathode follower » (argomento già da noi trattato ne « *l'antenna* », *XXI* - 6 - 1949, pag. 246 e seg.) ha assunto in questi ultimi anni sempre maggior interesse.

La frequenza alla quale corrisponde una uscita a 3 dB sotto è data dalla relazione

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi Ck R_0};$$

dove f_{3dB} è la larghezza di banda in MHz, R_0 è la resistenza d'uscita in ohm e Ck è la capacità totale d'uscita in picofarad. Il grafico è appunto basato su questa equazione.

Il valore di Ck è determinato approssimativamente dalla seguente relazione:

$$Ck \cong Chk + Cpk + \frac{Cgk\,(Ci + Cgp)}{Cgk + Ci + Cgp} + Cs$$

dove Chk è la capacità filamento-catodo, Cpk è la capacità placca-catodo, Cgk è la capacità griglia-catodo, Cgp è la capacità griglia-placca, Ci è la capacità d'ingresso, Cs è la somma delle capacità esterne dovute a cablaggi e schermature collegate all'uscita. Nel caso dei pentodi la capacità Cgp può generalmente essere omessa.

Il valore di R_0 può computarsi nel modo seguente:

$$Ro = \frac{Rk}{1 + gm\,Rk};$$

dove Rk è la resistenza del catodo e gm la pendenza del tubo.

Questo grafico può essere pure usato per amplificatori RC non compensati sostituendo a R_0 la resistenza d'uscita anodica equivalente.

In questo caso le scale del grafico dovranno essere adattate e precisamente si dovrà moltiplicare la scala R_0 e dividere la scala f_{3dB} per lo stesso numero e la scala Ck diventa la scala della capacità d'uscita. (RB)

ABACO PER LA DETERMINAZIONE DELLA LARGHEZZA DI BANDA DEI TRASFERITORI CATODICI

OSCILLATORE LOCALE PER SUPERETERODINA PER LA RICEZIONE DI VHF

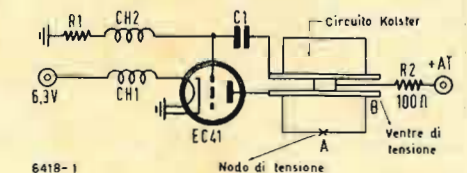
di L. LIOT

ELECTRONIQUE 1949, n. 36, ott. 1949

L'oscillatore locale in oggetto è destinato per un ricevitore di microonde a frequenza fissa. Oltre al piccolo ingombro la principale qualità di questo montaggio è l'elevata stabilità di frequenza emessa. Questi requisiti caratteristici possono essere raggiunti impiegando un circuito oscillante di tipo Kolster ed innescando le oscillazioni con un tubo EC41 Philips.

Lo schema di principio è indicato in figura 1. Osservando questo schema si vede che tale circuito è equivalente ad un circuito Hartley che fa uso delle costanti L e C come indicato in figura 2. Nel caso in esame il circuito oscillante è sostituito da un circuito noto sotto il nome di « circuito Kolster ».

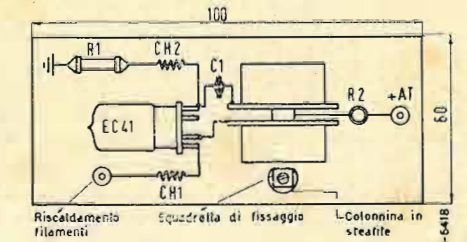
Questo circuito è costituito da due mezze conchiglie cilindriche in ottone poste l'una di fronte all'altra e unite nel loro centro da un albero metallico.

Elementarmente e finchè i bordi sono molto vicini gli uni agli altri si può dire che l'induttanza L è costituita dall'albero metallico che unisce le due mezze conchiglie e che la capacità è costituita dai bordi affacciati. L'alimentazione ad AT si effettua nel punto centrale dell'albero coassiale attraverso una resistenza di 100 ohm.

La griglia controllo è riunita alla mezza conchiglia attraverso una capacità di 20 pF (C_1) in ceramica di bassissime perdite.

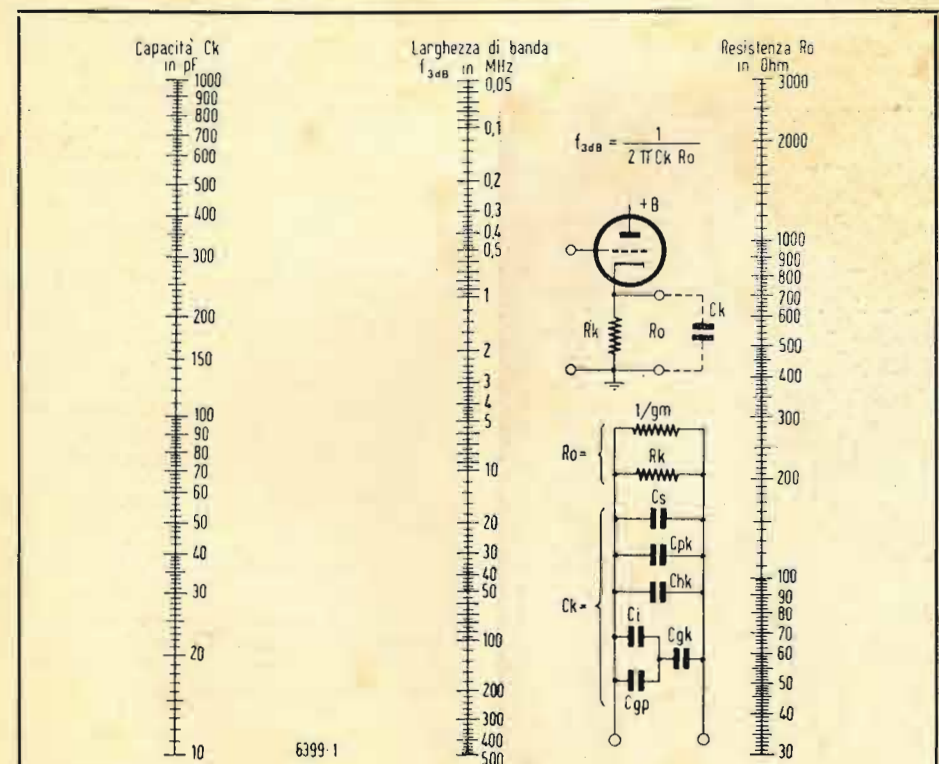
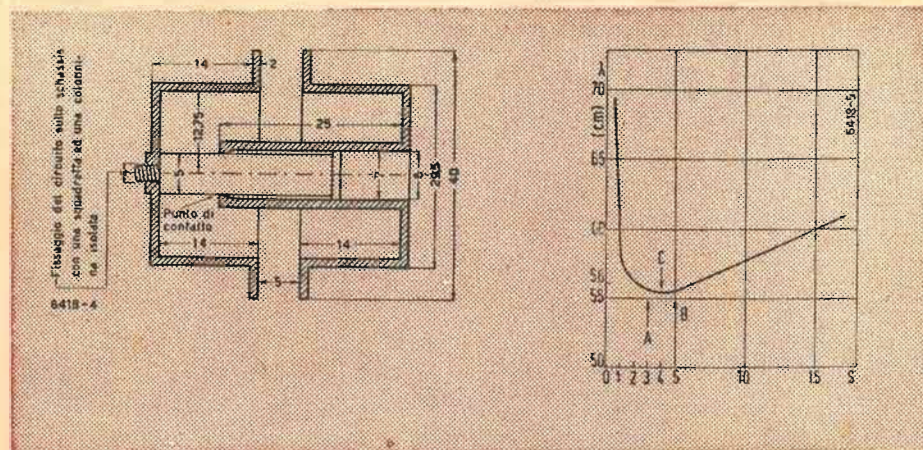
La polarizzazione automatica di questo elettrodo viene fatta tramite una resistenza di 50 kohm ($R1$). Il collegamento fra la $R1$ e la griglia è effettuato tramite una bobina di blocco $CH2$ le cui caratteristiche sono le seguenti: 10 spire avvolte in aria con filo di rame laccato del diametro di 3/10 di mm; lunghezza 30 mm; diametro 6 mm.

Il catodo ed un estremo dei filamenti sono collegati direttamente a massa, l'altro estremo del filamento giunge al morsetto di alimentazione attraverso una bobina di blocco $CH1$ aventi le seguenti caratteristiche: 15 spire avvolte in aria in filo di rame smaltato di 3/10; lunghezza 20 mm; diametro 6 mm.

I vari elementi che costituiscono questo montaggio sono posti su una lastra di ottone di 100 mm di lunghezza, 60 mm di larghezza e 2 mm di spessore.

Le dimensioni del circuito Kolster indicate in figura 4 sono per una frequenza di 542 MHz pari ad una lunghezza d'onda di 55,3 cm.

Una delle due mezze conchiglie è fissa e l'altra può spostarsi come appare evidente dalla figura 4.

Questa disposizione ha per meta la facile regolazione della frequenza di lavoro ed essenzialmente di determinare il punto di funzionamento corrispondente alla stabilità ottima. Con questo circuito si osserva che aumentando la distanza S esistente ai bordi delle due conchiglie (ved. fig. 4) la lunghezza d'onda diminuisce prima, continuando ad aumentare sempre S dopo un breve punto di flesso la lunghezza d'onda aumenta (ved. fig. 5 ricavata sperimentalmente dal circuito di fig. 1).

Si è notato che per una distanza S pari

a 4 mm la variazione di lunghezza d'onda nell'intorno del punto *C* è molto debole, e la lunghezza d'onda rimane quindi costante praticamente per un intervallo *S* pari a circa 2 mm.

E' questa la caratteristica interessante del « circuito Kolster ».

Per ottenere un buon risultato occorre che il punto di contatto fra la mezza conchiglia mobile e la mezza conchiglia fissa sia ben definito, questo è ottenuto fresando longitudinalmente la bussola.

Il collegamento fra i piedini della valvola EC41 e i vari elementi del montaggio si effettuano valendosi delle molle di collegamento degli zoccoli per valvole a ghianda tipo 955.

Una ranella metallica dello spessore di 7 mm assicura il fissaggio meccanico della valvola al pannello.

La tensione anodica fornita alla valvola EC41 in questa realizzazione è stata di 140 volt e la corrente anodica 12 mA mentre la corrente di griglia era di 300 mA.

La frequenza di lavoro adottata è stata di 542,5 MHz pari a 55,3 cm.

Per il prelievo del segnale si terrà presente che il punto *A* di figura 4 corrisponde ad un punto di bassa impedenza ed è in questo punto che conviene collegare un'antenna.

Ad una distanza di 2 metri da un'antenna di 1/4 λ il campo irradiato è assai intenso da far giungere a fondo scala un microamperometro da 50 μA posto nel centro di un dipolo accordato e rettificando la corrente con un rettificatore ad ossido (tipo 1N21 o 1N34). Allorchè l'oscillatore viene caricato con l'antenna la corrente anodica sale a 23 mA e la corrente di griglia scende a 125 μA. *RB*

FREQUENZIOMETRO PER AUDIOFREQUENZE E FREQUENZE ULTRAACUSTICHE

RADIO ELECTRONICS Dicembre 1949

Descritto in *The Review of Scientific Instruments*, questo frequenziometro elettronico copre una banda compresa tra 20 Hz e 160 kHz, indipendentemente dalla ampiezza e dalla forma d'onda del segnale.

Il segnale è applicato ai terminali d'ingresso e amplificato da due tubi 6SJ7. Una 6V6 è portata oltre l'interdizione e alla saturazione cosicchè essa taglia le semionde positive e negative del segnale e produce onde quadre della stessa frequenza del segnale d'ingresso. Le onde quadre sono applicate a un diodo separatore che elimina le semionde quadre positive. Gli impulsi negativi sono quindi applicati alle griglie controllo di un paio di 6SK7 montate in un circuito multivibratore modificato di Eccles-Jordan. Tale circuito è nel complesso simile a un circuito contatore di impulsi tipo « flip-flop ». Affinchè il multivibratore compia un intero ciclo occorre che al suo ingresso siano applicati due impulsi negativi. Con ciò la frequenza all'uscita di questo ultimo circuito risulta dimezzata, fattore questo assai importante in quanto estende il campo di applicazione dello strumento. Poichè il segnale in uscita dal multivibratore è distorto alle frequenze più alte, questo è seguito da uno stadio limitatore costituito da due 6SJ7 funzionanti in cascata. All'uscita si ottengono onde quadre di ampiezza costante, indipendentemente dalla frequenza e dall'ampiezza del segnale di frequenza incognita. Questa onda quadra è applicata a un discriminatore 6H6 attraverso una capacità *C*, che è caricata attraverso il diodo V2-a, le resistenze *R*3, *R*4 e l'impedenza di uscita della seconda 6SJ7 limitatrice durante il semiperiodo positivo dell'onda quadra. Durante la semionda negativa, la capacità *C* viene scaricata attraverso il diodo V2-b, lo strumento di misura e l'impedenza costituita dal circuito limitatore. Se le costanti di tempo dei circuiti di carica e scarica sono uguali, la corrente che circola nello strumento di misura è proporzionale alla capacità *C* e alla frequenza del segnale a onda quadra. Per questo motivo la scala dello strumento di misura può essere direttamente tarata in unità di frequenza (Hz). Le varie portate del frequenziometro sono ottenute mediante un interruttore a due sezioni, otto posizioni, che cambia i valori della capacità del condensatore *C* e gli shunt dello strumento di misura. I limiti superiori delle varie portate sono 160 - 800 - 1.600 Hz e 8 - 16 - 40 - 80 e 160 kHz quando la capacità del condensatore *C* è rispettivamente uguale a 0.05 - 0.01 - 0.005 - 0.0019 - 0.0005 - 0.00025 - 0,00018 e 0.00009 microF. Gli shunt dello strumento di misura sono tutti potenziometri da 500 ohm, a filo. Per mettere a punto il frequenziometro, si applichi un segnale ad audio frequenza all'entrata. Mediante un oscilloscopio si esaminino i segnali presenti sulle griglie delle 6SK7. Si dovrà osservare un netto impulso negativo. Si aggiusti *R*2 fino ad ottenere un'onda quadra quando l'oscilloscopio è inserito tra la massa e il circuito anodico del multivibratore. Si aggiusti *R*1 per un miglior comando del multivibratore. Si regoli *R*4 fino a portare l'indice dello strumento oltre fondo scala (circa 100 microA) in corrispondenza della frequenza limite superiore di una qualsiasi portata. Si riporti indietro sino a fondo scala, l'indice dello strumento di misura agendo sul relativo shunt. Si tari la scala facendo uso di un generatore campione di audio frequenze a larga banda. (*LB*).

APPARECCHIO PER LA RIVELAZIONE DI DISCONTINUITÀ SUPERFICIALI NEI FILI METALLICI NON MAGNETICI

di P. ZIJLSTRA

REVUE TECHNIQUE PHILIPS Vol. XI, n. 1, 1949

L'A. descrive un piccolo strumento atto a rivelare eventuali discontinuità superficiali (fessure, variazioni di diametro, ecc.) esistenti nei fili metallici non magnetici impiegati principalmente nella costruzione di tubi termoelettronici. Il principio sul quale si basa lo strumento è il seguente. Allorchè si introduce un filo conduttore in un avvolgimento percorso da corrente a RF, nel filo stesso vengono indotte delle correnti dette di Foucault che circolano, per effetto pellicolare, alla superficie di quello. Si supponga che un filo o un tondino di sezione circolare sia introdotto nell'avvolgimento in modo che il proprio asse coincida con quello della bobina. La combinazione tondino-bobina costituisce praticamente un trasformatore il cui avvolgimento secondario è costituito da una sola spira chiusa in corto circuito, lo strato superficiale del tondino, strato che è attraversato dalla corrente di Foucault. La impedenza totale primaria di questo trasformatore, dipende tra l'altro dalla resistenza e dalla induttanza della spira secondaria, nonchè dalla mutua induttanza. Ciò implica la dipendenza della impedenza totale primaria dalla forma del profilo trasversale del filo o del tondino. Se questo o quello hanno una fessura superficiale, dovuta a difetti di lavorazione o ad altro, la impedenza totale primaria sarà diversa che nel caso di filo o tondino integro (vedi fig. 1). E' quindi sufficiente inserire il complesso in un circuito capace di rivelare delle variazioni di impedenza per scoprire le eventuali discontinuità presenti nel filo conduttore in esame.

Fig. 1. - *Sezione di un tondino in cui, esagerando, δ è la profondità di penetrazione delle correnti di Foucault indotte. In* a) *è rappresentato un tondino senza difetti. In* b) *un tondino che porta, in senso longitudinale, una fessura di profondità* ε.

Dopo aver studiato dal lato analitico il comportamento del filo o del tondino sull'avvolgimento primario, l'A. passa a esaminare il circuito impiegato. Si tratta d'inserire il complesso avvolgimento-filo in esame in un circuito capace di rivelare con sufficiente precisione delle variazioni di impedenza dell'ordine di pochi per mille. E' stato utilizzato un circuito oscillatore. La bobina è inserita nel circuito di griglia di un triodo (fig. 2). Contrariamente al solito, si utilizza come misura della variazione dell'impedenza dell'avvolgimento non già la variazione di frequenza dell'oscillatore, bensì l'effetto che la variazione d'impedenza provoca sull'intensità della corrente di griglia. A tale scopo si è scelto il circuito di principio di fig. 2. Il circuito di griglia è costituito dalla bobina *L*1, in cui si trova il filo in esame, e dal condensatore *C*1. Il circuito anodico porta unicamente la bobina *L*2, mentre l'effetto di reazione della capacità griglia-anodo del tubo è aumentata per la presenza del condensatore addizionale *C*2. In tale circuito la corrente di griglia è, in prima approssimazione, proporzionale alla resistenza di blocco $L1/(R+R')\,C1$ del circuito, avendo indicato con $(R+R')$ la resistenza totale dell'avvolgimento in presenza del filo o del tondino in esame. Se il termine $(R+R')$ aumenta per effetto della presenza di discontinuità superficiali nel conduttore in esame, la resistenza di blocco diminuisce e con essa anche la corrente di griglia dell'oscillatore. Nell'apparecchio descritto la corrente di griglia dell'oscillatore è di 2 mA, in modo che per variazioni di impedenza dell'ordine del 3,3‰, lo strumento indicatore deve essere in grado di registrare variazioni di corrente dell'ordine di 7 microampere.

Per rendere possibile l'apprezzamento di variazioni così deboli di intensità della corrente di griglia dell'oscillatore, si è utilizzato un circuito compensatore che porta la corrente nello strumento di misura da 2 mA a 100 microA. Il circuito completo dello strumento è riportato in fig. 3. *L*1 è la bobina di misura, *C*6 è il condensatore del circuito di griglia, *R*4 la resistenza di fuga e *C*1 il condensatore di griglia, mentre *C*2 e *C*3 costituiscono il circuito di reazione. *C*4 serve al disaccoppiamento del circuito a c.c. anodico e *C*5 al disaccoppiamento del circuito a c.c. di griglia. Le variazioni di intensità della corrente si leggono sul microamperometro, dopo che, agendo sui condensatori variabili *C*6 e *C*3, si è fatto in modo che le oscillazioni si producano nel modo richiesto. Il tubo oscillatore *V*1 è un triodo in cui la corrente di griglia è regolata a una intensità di circa 2 mA. Il circuito compensatore di cui si è già parlato, fa in modo che solo una piccola frazione (100 microA) di questa corrente attraversi il microamperometro. La corrente di griglia passa dalla griglia al catodo, al microamperometro e alla cellula al selenio *Se*1 dalla quale torna, attraverso *L*1 ed *R*4 alla griglia. In assenza di *Se*1, la corrente di compensazione si dirigerebbe dal polo positivo, attraverso *R*1, *R*2 ed *R*3 e, in senso inverso, attraverso il microamperometro, verso il polo negativo. Quale risultante si ha una corrente differenziale nel senso di passaggio della cellula al selenio. La resistenza *R*3 è regolabile, essa permette di agire sulla corrente di compensazione in modo da ottenere sul microamperometro, per diversi diametri del conduttore in esame, una lettura comoda. Poichè la intensità della corrente di griglia dipende anche dalla tensione anodica, si è provvisto lo strumento di un circuito stabilizzatore costituito dai tubi *V*2 e *V*3 e dalla resistenza *R*1. Occorre avere l'avvertenza di non far lavorare il circuito compensatore prima che l'oscillatore fornisca corrente. In questo caso infatti, lo strumento di misura potrebbe essere sovraccaricato alla messa in tensione dell'apparecchiatura. La protezione del microamperometro è anche assicurata in altra maniera. All'atto della disinserzione del complesso, l'intensità della corrente di griglia diminuisce più rapidamente di quella della corrente di compensazione. La cellula raddrizzatrice *Se*1 impedisce allora il passaggio della corrente di compensazione nel microamperometro, mentre la cellula *Se*2 costituisce uno shunt addizionale per la corrente di fuga della cellula *Se*1.

Fig. 2. - *Schema di principio dell'apparecchio utilizzato per l'esame dei fili. Il filo o il tondino in esame si fanno scorrere nell'interno dell'avvolgimento* L1 *che è inserito, con* C1, *nel circuito di griglia di un tubo termoelettronico.*

Fig. 3. - *Schema di montaggio dell'apparecchio descritto.* V2 *e* V3 *sono tubi stabilizzatori,* Se1 *ed* Se2 *sono cellule rettificatrici al selenio.*

L'apparecchio descritto è stato realizzato originariamente per l'esame preventivo dei conduttori destinati alla costruzione dei contatti nei tubi termoelettronici. Esso è in grado di svelare discontinuità dell'ordine del decimo di millimetro sulla superficie di fili metallici non magnetici. Il suo impiego può essere esteso a moltissimi altri rami dell'industria. (*LB*)

L'ACCOPPIAMENTO D'AEREO NEI RICEVITORI

The short wave listener Aprile 1949

L'impedenza d'entrata di un ricevitore commerciale è generalmente scelta per accoppiarsi ad alcuni tipi di « feeder » standard. Però quando l'aereo è del tipo a semplice filo in discesa o quando è usato un cavo con impedenza a caratteristica diversa da quella di entrata del ricevitore, la questione dell'accoppiamento non è così semplice.

Supponiamo ad esempio che l'impedenza di entrata sia di 400 ohm, mentre tra l'aereo e il ricevitore viene usato un cavo a bassa impedenza di 80 ohm. Il rapporto 5 a 1 fra le impedenze corrisponde ad un cattivo adattamento e quindi a un cattivo funzionamento. In media con segnali forti l'attenuazione non è elevata, ma l'effetto è più sensibile con segnali deboli.

Con un aereo a semplice discesa, il grado di « mismatching » varia colla frequen-

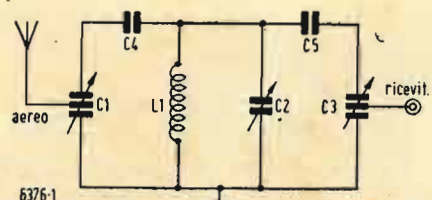



Fig. 1 - *Unità per l'accoppiamento d'aereo applicabile ad ogni ricevitore*: C1=C3=25 *pF*, *differenziali*; C2=60 *o* 100 *pF*; C4=C5=10 *pF*, *mica*.

Fig. 2 - *Tipo di accoppiamento migliore del precedente*. C1, C2 *come in figura* 1. C3=C4= =0,01 *microF*.

za. Difatti se la frequenza è tale per cui l'aereo funzioni in quarto d'onda, l'impedenza relativa è di 40 ohm; mentre se il funzionamento avviene per mezza lunghezza d'onda l'impedenza può essere di duemila ohm e più. Per frequenze intermedie si hanno tutti i valori intermedi e perciò solo in una piccola banda di frequenza l'adattamento è buono.

Si rende perciò necessaria la costruzione di una piccola unità di correzione funzionante in una larga banda. Quest'unità è in ultima analisi un preselettore, che non richiede però valvola; con un ricevitore supereterodina riduce l'interferenza imagine. Lo schema relativo è rapresentato in fig. 1. Usando i componenti della figura può servire per frequenze superiori a 3,5 MHz. Per frequenze più basse bisogna portare C_4 e C_5 a circa 20 pF. Analogamente per frequenze da 28 a 14 MHz conviene ridurre questi due condensatori a 5 pF. Perciò al posto di C_4 e C_5 fissi conviene mettere dei trimmer.

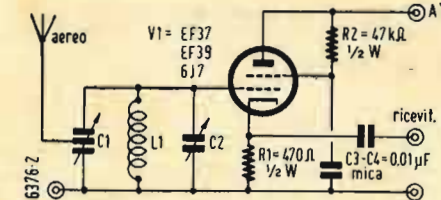
La costruzione è semplice ed ogni pannello può essere usato; i condensatori differenziali devono essere montati su supporti isolati. Al condensatore variabile C_2 può essere collegato un disco indicatore per facilitare l'accordo.

Per l'uso si deve agire nel seguente modo. Con l'aereo direttamente connesso al ricevitore, si sintonizza su una stazione della banda desiderata.

Quindi si interpone fra l'aereo e il ricevitore l'adattatore e si sintonizza col variabile C_2. Quindi partendo con C_3 a zero, lo si aumenta a piccoli passi, riaccordando ogni volta C_2, fino a raggiungere la massima uscita. Infine si segue la stessa procedura con C_1 finchè l'aereo è perfettamente adattato e si noterà la differenza di sensibilità rispetto all'inizio. In generale C_1 sarà a zero quando l'aereo funziona in quarto d'onda o multipli dispari, mentre sarà massima per metà onda o multipli.

Un secondo metodo per avere un corretto adattamento è quello di fig. 2. E' necessaria una valvola, ma elimina un differenziale e quindi il relativo accordo ed è migliore su una vastissima gamma di frequenza.

La prima parte è praticamente identica a quella di fig. 1. Poi il segnale entra sulla griglia di un pentodo che funziona come cathode-follower. Di solito a questo scopo si usa una valvola con forte pendenza, per avere un'impedenza di uscita bassa (da 70 a 100 ohm). Questa volta non è necessario tale tipo, e basta una EF37 oppure EF39, 6J7. Non sarà facile adattare il circuito per l'uso con una valvola alimentata a batterie e si dovrà mettere un choke su ogni terminale del filamento.

Nel circuito di fig. 2 l'impedenza d'uscita rimane costante rispetto alla frequenza, ma naturalmente bisognerà adattare l'aereo al circuito accordato mediante il compensatore C_1. Una caratteristica del circuito a cathode follower è l'elevata impedenza d'entrata, che renderà più appuntita la risonanza di L_1/C_2 e quindi aggiungerà selettività. La valvola aggiunta non aumenta il guadagno del ricevitore, ma il migliore accoppiamento e l'aumentata selettività serviranno in modo considerevole ad aumentare i pregi del ricevitore al quale sarà accoppiato. (*GP*)

pubblicazioni ricevute

J. DEKETH: **BASES DE LA TECHNIQUE DES TUBES DE T.S.F.** Pubblicato a cura del Department litterature technique et scientifique della N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken di Eidhoven, Olanda. Di pagine XXII-550, formato 155×235 mm, rilegato in tela con sovracoperta a due colori. In vendita in Italia presso la Libreria Internazionale A. Corticelli, Milano. Prezzo 3500 lire.

Questo libro è il primo di una serie di volumi trattanti i tubi termoelettronici e facenti parte della Biblioteca Tecnica Philips, nella serie Tubes Electroniques. Esso è destinato ad essere l'introduzione alle basi fisiche, alle proprietà e alle applicazioni dei tubi riceventi in genere. L'A. si è proposto di dare ai tecnici non iniziati ai misteri della radio un'idea della costituzione dei tubi riceventi e della loro utilizzazione nei radioricevitori e negli apparati analoghi. Si è inoltre proposto di donare ai tecnici un panorama generale delle caratterstiche e del funzionamento dei tubi termoelettronici che pure essendo previsti principalmnte per la radioricezione, trovano vastissime applicazioni nei più svariati rami della scienza. L'ordine di successione dei capitoli è quanto mai felice. In ciascuno di essi vengono utilizzate le nozioni apprese nei precedenti con una progressione logica che non sempre è possibile trovare nei volumi tecnici.

Premessi i principii fondamentali di funzionamento dei tubi elettronici qualche notizia fisica relativa agli elettroni e alle correnti elettriche, l'A. passa all'esame del comportamento degli elettroni dei campi elettrici e magnetici, alla formazione della carica spaziale e ai principii dell'emissione elettronica, primaria e secondaria. Segue una parte descrittiva riservata alla costruzione e alla fabbricazione dei tubi. Tutto questo occupa circa 100 pagine. Segue un gruppo di capitoli in cui l'A. esamina le funzioni che i tubi termoelettronici possono compiere in un radioricevitore, la loro rappresentazione schematica nei circuiti elettrici, le loro proprietà e caratteristiche, il funzionamento delle diverse griglie nei tubi a più elettrodi, le capacità interelettrodiche, gli effetti della curvatura della caratteristica tensione di griglia-corrente anodica, la sua rappresentazione mediante una serie esponenziale e, infine, l'utilizzazione di questa rappresentazione.

La rimanente parte del volume, poco più della metà, è dedicata esclusivamente all'impiego dei tubi termoelettronici nei diversi circuiti. Vi sono descritti gli amplificatori, i rivelatori, i raddrizzatori, i generatori di oscillazioni a RF, i cambiatori di frequenza, i tubi a pendenza variabile, il controllo automatico di volume, i tubi indicatori di sintonia, la controreazione, i disturbi, l'effetto microfonico, i fenomeni perturbatori provocati dall'emissione secondaria delle parti isolanti e l'alimentazione dei tubi.

Il volume è chiuso da una Appendice nella quale sono raccolte varie tabelle e grafici assai interessanti.

JACOB H. RUITER, Jr.: **MODERN OSCILLOSCOPES AND THEIR USES.** Edito da Murray Hill Books, Inc. New York (N.Y., S.U.A.). Di pagg. XX-326, formato 155×235 mm, rileg. in tela con sovracoperta a due colori. Prezzo 6 Dollari.

L'A., dei Laboratori Allen B. Du Mont, ha suddiviso la materia trattata in questo volume in 20 capitoli. Dopo aver iniziato discutendo la differenza esistente tra oscillografo e oscilloscopio, l'A. si inoltra gradatamente nella descrizione del tubo a raggi catodici e dei diversi tipi di deflessione del pennello elettronico utilizzati e utilizzabili. Poi parla in dettaglio dei diversi circuiti componenti gl usuali oscilloscopi, soffermandosi in particolar modo sui circuiti di alimentazione, su quelli amplificatori, sugli attenuatori e sui circuiti base dei tempi. A questa prima parte segue una serie di capitoli destinati alla descrizione particolareggiata del modo di usare gli oscilloscopi e di come interpretare gli oscillogrammi ottenuti. Il capitolo dodicesimo è riservato alla descrizione degli equipaggiamenti ausiliari. Seguono quattro capitoli dedicati alle applicazioni tipiche dell'oscilloscopio alla tecnica elettronica, alle operazioni di controllo e misura sui ricevitori a modulazione di ampiezza e di frequenza e sui televisori. Capitoli questi particolarmente ben fatti che rivelano senza dubbio una notevole competenza pratica oltre che teorica dell'A. Interessante, per la sua originalità, è il capitolo diciottesimo nel quale si danno notizie assai dettagliate sull'uso dell'oscilloscopio quale ausilio visivo nell'insegnamento della Radiotecnica. Gli ultimi due capitoli sono riservati alla descrizione delle possibili applicazioni industriali dell'oscilloscopio, anche al difuori della industria elettronica, e alla tecnica da seguire per la riproduzione fotografica degli oscillogrammi. La forma, particolarmente piana, priva di ogni riferimento analitico (l'A., nella arguta dedica del volume, dice « a mia moglie Peggy, che, a causa di una spiccata antipatia per ogni spiegazione anche lontanamente tecnica, è interamente responsabile della compilazione di questo volume ») rendono l'opera accessibile a chiunque abbia un minimo di dimestichezza con l'inglese oltre che con la radiotecnica. Quale complemento, segue un breve ma completo dizionarietto dei termini tecnici impiegati nel volume. Presentazione ottima in veste signorile e distinta.

CALL BOOK ITALIANO. Edito a cura di Giulio Borgogno (i1KT) per i tipi della Editrice Radio. Di pagine 92, formato 170×245 mm. Prezzo 300 Lire.

Abbiamo ricevuto ed esaminato con piacere questa nuova edizione del « Call-book Italiano », che, presentandosi in forma e veste dignitosa, appare senza tema di smentita nettamente migliore di ogni e qualsiasi tentativo del genere apparso in Italia in questi ultimi tempi. Curato nella sua compilazione da Giulio Borgogno (i1KT) il Call-book porta l'elenco dei nominativi ufficiali dei dilettanti italiani di radiotrasmissione, in ordine alfabetico, nella prima parte, e per provincie, nella seconda. Il raggruppamento per ordine alfabetico è fatto tenendo separati i nominativi a tre lettere che seguono quelli a due. Nella seconda parte, i nominativi dei dilettanti residenti nel capoluogo precedono quelli dei dilettanti residenti in provincia. Ci sia permezza una osservazione: è sicuro il Sig. Borgogno che le città di Acqui, Carrara, Orvieto, Spoleto siano state elevate al rango di capoluogo di provincia? A noi, confessiamo l'ignoranza, non risulta, a meno che ciò non sia avvenuto in questi ultimi mesi. Inoltre, se vogliamo rispettare l'ordine alfabetico Aosta precede Aquila. Roma precede Rovigo. Ma queste sono inezie.

GOFFREDO BRONZI: **LA TECNICA DEI RADIOTRASMETTITORI, PER LE TELECOMUNICAZIONI E PER LE RADIODIFFUSIONI.** Edito da N. Zanichelli, Bologna. Di pagine XXII-404, formato 180×250 mm, rilegato in cartoncino. Prezzo 4000 lire.

Come è detto nella prefazione il volume vuole eliminare una lacuna della letteratura tecnica nella quale fino ad oggi mancava una opera del genere. La trattazione è suddivisa in quattro parti. Nella prima, premessi i concetti fondamentali di radiotecnica generale, sono trattati i premodulatori e i modulatori in classe A e di alto livello. Nella seconda parte, dopo alcuni concetti sulla ammettenza di ingresso, sulla neutralizzazione e sulla reazione negli amplificatori, sono diffusamente trattati gli amplificatori di potenza di radiofrequenza con i relativi circuiti di carico visti sotto il doppio aspetto selettivo e trasduttivo e gli amplificatori lineari di potenza. Nella terza, in cui sono trattate la modulazione acustica, quella telegrafica e l'analisi fotoelettrica delle immagini, le nozioni acquisite nella prima e nella seconda parte vengono completate con la esposizione dei principii che governano il funzionamento delle parti vitali dei radiotrasmettitori. Nella quarta parte è infine sviluppata la modulazione di fase e di frequenza. Il volume per quanto compilato con intendimenti essenzialmente pratici, si mantiene sempre su un piano rigorosamente scientifico, sì che ne nasce una trattazione particolarmente efficace, chiara, senza inutili divagazioni, sempre accompagnata dal sostegno della esperienza che l'A., direttore del Radio Centro di Coltano, ha acquisito nei lunghi anni di insegnamento in Tecnica dei trasmettitori e di Comunicazioni telegrafiche

L'Avvolgitrice
di A. TORNAGHI
trasformatori radio
Costruzioni trasformatori industriali di piccola e media potenza - Autotrasformator - Trasformatori per radio
Riparazioni - Trasformatori per valvole "Rimlock,,
UNICA SEDE:
MILANO - Via Termopili 38 - Tel. 28.79.78

BURGESS
BATTERIES

BATTERIE PER TUTTI GLI USI
INDUSTRIALI, TELEFONICI E RADIO

MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE, 1 - TEL. 55.671

Rappresentanti per l'Italia della:

BURGESS BATTERY COMPANY

FREEPORT, ILLINOIS - U. S. A.